radio fernsehen elektronik

2

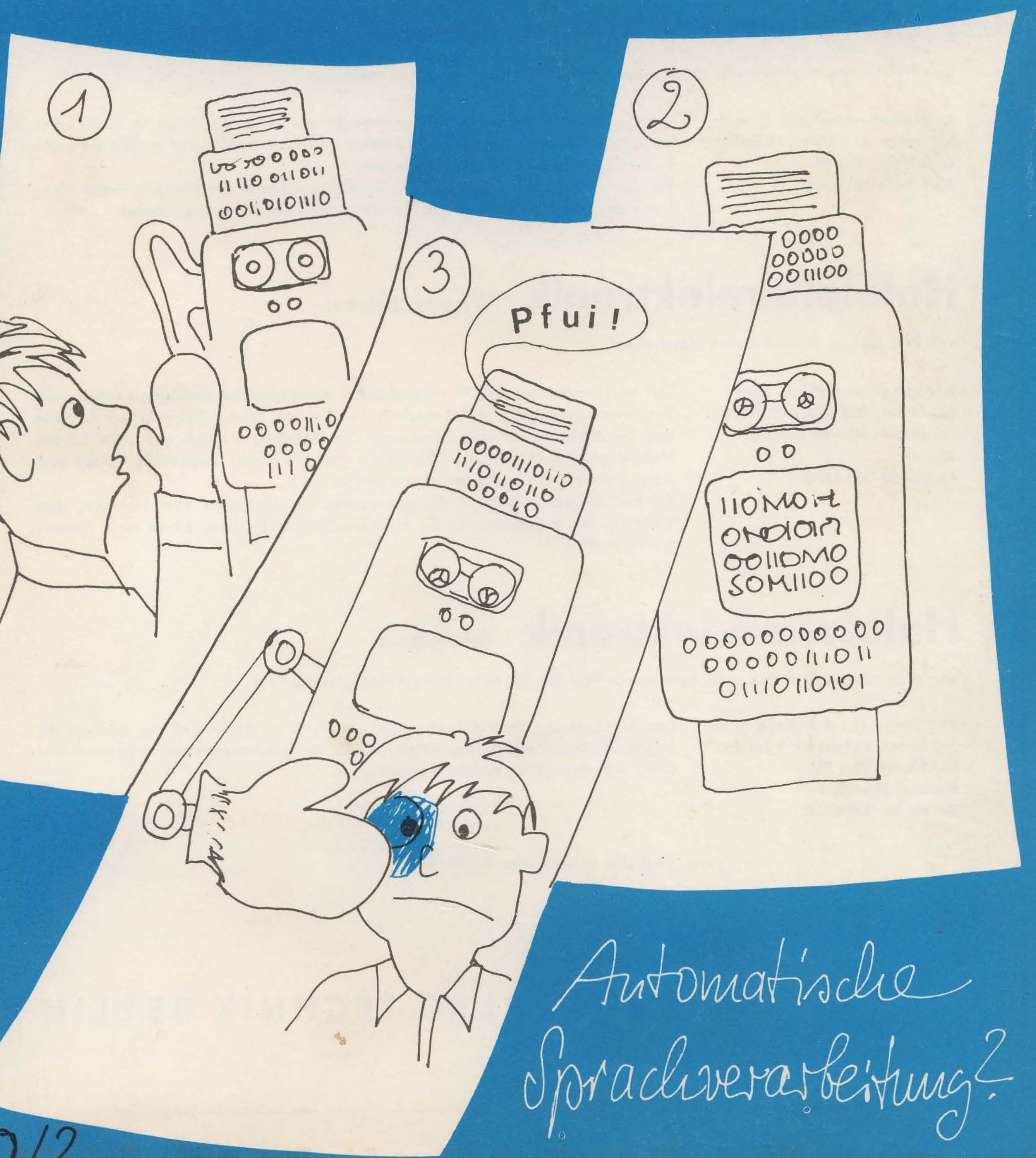
1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
FEBRUARHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Mechanische frequenzselektive Bauelemente

Schaltkreise der Sensortechnik

Spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren zur Erzeugung symmetrischer Dreieck- und Rechteckspannungen



80/2

Die moderne Realisierungstechnik elektronischer Systeme und Subsysteme ist durch zunehmenden Integrationsgrad und durch die Anwendung neuer Bauelementeprinzipien, die auf festkörperelektronischen Effekten beruhen, gekennzeichnet. Der Entwurf integrierter elektronischer Systeme und die Ausnutzung festkörperelektronischer Effekte verlangen vom Elektronikingenieur ein tiefes Verständnis der elektronischen Vorgänge im Festkörper, insbesondere in den Halbleiterbauelementen.

Das auf drei Bände bemessene Hochschullehrwerk „Halbleiterelektronik" bestehend aus Lehrbuch, Wissensspeicher und Arbeitsbuch, soll die Kenntnisse vermitteln bzw. vertiefen, die notwendig sind, um die Wirkung der funktionsbestimmenden elektronischen Vorgänge im Inneren der Halbleiterbauelemente zu verstehen, mikroelektronische Schaltungen entwerfen zu können und durch eigene schöpferische Tätigkeit zur Bereicherung des Spektrums der Bauelementeprinzipien bzw. zur Verbesserung bekannter Prinzipien beizutragen.

Halbleiterelektronik Lehrbuch

Von Prof. Dr.-Ing. habil Albrecht Möschwitzer und Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Lunze.

4., bearbeitete Auflage. Etwa 570 Seiten, 413 Bilder, 11 Tafeln, Kunstleder, 35,– M.
Bestell-Nr. 552 751 9.

Das Lehrbuch ist auf der Grundlage mehrjähriger Lehrerfahrungen vor allem unter pädagogisch-didaktischen Gesichtspunkten erarbeitet worden und enthält die wichtigsten Grundlagen der Halbleitertechnik.
Bei der Vorbereitung dieser Auflage wurden die Abschnitte über die innere Elektronik der Bauelemente und über technologische Verfahren überarbeitet.

Halbleiterelektronik Wissensspeicher

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer.

3., bearbeitete Auflage. Etwa 260 Seiten, 203 Bilder, 30 Tafeln, Kunstleder, 20,– M, Ausland 25,– M.
Bestell-Nr. 552 477 2.

Der Wissensspeicher stellt in systematischer Anordnung die wichtigsten Fakten und Zusammenhänge der Halbleitertechnik in Form von Tafeln, Diagrammen, Formeln und gestrafften textlichen Erläuterungen dar. Damit ist es möglich, das Gebiet der Halbleitertechnik schnell zu überblicken und mit kurzer Zugriffszeit Fakten und deren Verarbeitungsmethoden zu entnehmen.
Bei der Vorbereitung dieser Auflage wurden die Abschnitte über technologische Verfahren völlig überarbeitet, die Bauelementetabellen durch einige neue Bauelemente ergänzt.

Halbleiterelektronik Arbeitsbuch

Von einem Autorenkollektiv unter Leitung von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer.

2., durchgesehene Auflage 1977. 362 Seiten, 237 Bilder, 5 Tafeln, Kunstleder, 23,– M, Ausland 35,– M.
Bestell-Nr. 552 478 0.

Das Arbeitsbuch enthält Aufgaben und Lösungen, an denen sich der Studierende eigenschöpferisch wesentliche Erkenntnisse und Zusammenhänge erarbeiten und damit wissenschaftlich produktiv wirken kann.

Auslieferung durch den Buchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

So geht es natürlich nicht! Wie die automatische Sprachverarbeitung bereits heute realisiert wird, lesen Sie auf S. 83

Titelgestaltung: G. Henkel

In diesem Heft

Stand & Tendenzen
Mechanische frequenzselektive Bauelemente, Teil 1 — 71

Verbesserung des Auflösungsvermögens und der Empfindlichkeit von Ultraschallschwingern — 74

Schaltkreise der Sensortechnik — 76

Ansteuerung mehrstelliger Ziffernanzeigen in Mikrorechnersystemen — 79

Demodulationsverfahren für Magnetschichtspeicher mit hohen Speicherdichten — 80

Stand & Tendenzen
Technische Systeme der automatischen Sprachverarbeitung — 83

Begrenzereigenschaften integrierter Differenzverstärker — 88

Spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren zur Erzeugung symmetrischer Dreieck- und Rechteckspannungen — 90

Diskussion: Verbesserung der Wiedergabe von raumbezogenen Stereoübertragungen — 93

Diskussion: Hexadezimalanzeige — 94

MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 2 — 95

FÜR DEN SERVICE — 99

HALBLEITERINFORMATIONEN 161
Optoelektronischer Koppler MB 110 — 103

Stereo-Antennentestgerät — 105

Das Farbfernsehsystem PAL, Teil 2 — 107

Quarzwecker Kaliber 64-39 — 110

Zusatzfunktionen für Quarzwecker — 112

Digitale Messungen von prozentualen Abweichungen — 113

Analoge Signalübertragung mit Optokopplern — 116

Programmierbarer Einzelimpulsgenerator — 118

Analoge Schaltungen hoher Präzision mit Dünnfilmwiderstandsnetzwerken — 119

Optische Datenspeicherung — 124

Multivisionsschau anläßlich der „Berliner Tage" in Moskau — 127

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D
- Schnelles I²L-Multiplizier- und Dividierfeld
- Phasenregelkreis in Dünnschicht-Hybrid-Technik
- Antriebsbausteine für HiFi-Plattenspieler
- Elektronische Bandlaufkontrolle in Kassettentonbandgeräten
- Spannungs-Frequenz-Umsetzer für Wechsel- und Gleichspannungen

СОДЕРЖАНИЕ

Состояние и тенденции
Механические частотноизбирательные конструктивные элементы, ч. 1ая 71

Улучшение разрешающей способности и чувствительности ультразвуковых вибраторов 74

ИС для чувствительных элементов 76

Управление многопозиционной индикацией цифр в системах микро-эвм 79

Метод демодуляции для памяти на магнитных слоях 80

Состояние и тенденции
Технические системы автоматической обработки языка 83

Ограничительные свойства интегральных дифференциальных усилителей 88

Управляемые напряжением генераторы для создания симметричных треугольных или прямоугольных напряжений 90

Дискуссия: Улучшение воспроизведения отнесенные к пространству стереопередач через наушники 93

Дискуссия: Гексадекадное показание 94

Современная техника питания 2 95

Для сервиса 99

Информации о полупроводниках 161
Оптоэлектронный элемент связи MB 11C 103

Тестер стерео-антенн 105

Система цветного телевидения PAL, ч. 2ая 107

Кварцевой будильник калибра 64-39 110

Дополнительные функции кварцевых будильников 112

Цифровое измерение отклонений в процентах 113

Аналоговая передача сигналов с помощью оптических элементов связи 116

Программируемый генератор единичных импульсов 118

Аналоговые схемы высокой точности с тонькопленочными сопротивлениями 119

Оптическая память данных 124

Многоэкраная демонстрация на «Берлинских днях» в г. Москва 127

OBSAH

Současný stav a směry vývoje
Selektivní součástky, díl prvý 71

Zlepšení rozlišovací schopnosti a citlivosti ultrazvukových generátorů 74

Integrované obvody pro čidla 76

Řízení vícemístných číslicovek v mikropočítačových systémech 79

Způsoby demodulace pro paměti s magnetickou vrstvou 80

Současný stav a směry vývoje
Technické systémy pro automatické zpracování řeči 83

Omezovací vlastnosti integrovaných rozdílových zesilovačů 88

Napětím řízené generátory funkcí pro symetrická trojúhelníková a obdélníková napětí 90

Diskuze: zlepšení reprodukce prostorově vázaných stereofonních přenosů pomocí sluchátek 93

Diskuze: hexadecimální indikace 94

Moderní napájecí zdroje 2 95

Pro servis 99

Informace o polovodičových součástkách 161
Optoelektronický vazební člen MB 110 103

Zkoušeč antén 105

Systém barevné televize PAL, díl druhý 107

Budík s křemenným krystalem kalibr 64-39 110

Doplňkové funkce pro budíky s křemenným krystalem 112

Digitální měření procentuálních úchylek 113

Přenos analogových signálů pomocí optoelektronických vazebních členů 116

Programovatelný generátor jednotlivých impulsů 118

Analogové obvody s vysokou přesností a tenkovrstvými odpory 119

Optické paměti dat 124

Multivize na „Berlínských dnech" v Moskvě 127

IN THIS ISSUE

State & tendencies
Mechanical frequency-selecting components, part 1 71

Improvement of the resolution power and the sensitivity of ultrasonic generators 74

Circuits of the sensor technique 76

Selection of multi-digit numerical displays in microcomputer systems 79

Demodulation method for magnetic film stores 80

State & tendencies
Technical systems of the automatic language processing 83

Limiter properties of integrated differential amplifiers 88

Voltage-controlled function generators for the generation of symmetric delta and square-wave voltages 90

Discussion: Improvement of the reproduction of space-related stereo transmissions via headphone 93

Discussion: Hexadecimal display 94

Modern power supply technique 2 95

Service information 99

Semiconductor information 161
Opto-electronic coupler MB 110 103

Stereo aerial tester 105

The colour television system PAL, part 2 107

Quarz alarm-clock, calibre 64-39 110

Additional functions for quartz alarm-clocks 112

Digital measurement of percentual deviations 113

Analogue signal transmission with opto-couplers 116

Programmable single pulse generator 118

Analogue circuits of high precision with thin-film resistor networks 119

Optical data storage 124

Multi-vision exhibition on occasion of the "Berlin Days" in Moscow 127

rfe-Nachrichten

Neues elektronisches Testbild des Fernsehens der DDR

Ab 2. Januar 1980 wird beim Fernsehen der DDR ein neues elektronisches Farbtestbild abgestrahlt.

Das neue Testbild des DDR-Fernsehens gestattet eine subjektive und objektive Kontrolle der wichtigsten Qualitätsparameter von Fernsehübertragungseinrichtungen und Fernsehempfängern, die nach der SECAM-Norm arbeiten. Damit wird den Werkstätten, dem Handel und den Fernsehzuschauern in den programmfreien Zeiten die Möglichkeit gegeben, die Fernsehgeräte optimal einzustellen.

Im einzelnen kann folgendes kontrolliert werden:

1. Die schwarzen und weißen Felder an den Rändern des Bildes gestatten eine schnelle Kontrolle der richtigen **horizontalen und vertikalen Amplituden- und Lageneinstellungen** der Fernsehempfänger.

2. Rasterverzerrungen
Der Kreisring dient zur Beurteilung von Linearitätsabweichungen der Ablenkgeräte von Fernsehempfängern.

3. Konvergenz
Zum Einstellen der Konvergenz ist über die gesamte Bildfläche ein Konvergenzgitter vorhanden. Das Kreuz im Zentrum gestattet die Mitteneinstellung der statischen Konvergenz.

4. Gradation
Zur Beurteilung der Gradation dient eine gammakorrigierte siebenstufige Grautreppe im siebenten Streifen des Testbildes.

5. Schwarzwert
Im Schwarzfeld der Grautreppe befindet sich rechts vom Kreisring ein schmales Feld, das „schwärzer als schwarz" ist. Die Grundhelligkeit des Fernsehempfängers ist richtig eingestellt, wenn beim langsamen Zurückdrehen der Helligkeit dieses Feld gerade nicht mehr sichtbar ist.

6. Pegelung des Dekoders im Farbfernsehempfänger
Zur richtigen Einstellung des SECAM-Dekoders sind drei verschiedene Farbbalken und ein sogenanntes Regenbogensignal vorhanden.
Der untere Farbbalken in zwölf Streifen ist auf 75 % Weißpegel = 0,525 V(SS) bezogen und entspricht bis auf den Pegel des Weißfeldes dem bisher gesendeten Farbbalken. Die Farbbalken in den Streifen 5 und 4 haben eine geringere Sättigung, wodurch im Fernsehempfänger exakte Farbübergänge vorhanden sein müssen, weil hier keine Beschneidung der Preemphasisspitzen erfolgt. Das Regenbogensignal in der unteren Hälfte des Streifens 10 kann zur Einstellung der Diskriminatorlinearität verwendet werden.
Eine Beurteilung der Farbauflösung gestattet das Signal im Streifen 6. Die Nullpunkte der Diskriminatoren sollen so eingestellt werden, daß die Grautreppe im Streifen 7 im gesamten Bereich keine Farbe enthält.

7. Laufzeitverschiebungen zwischen Farb- und Helligkeitssignal
Eine Beurteilung kann durch Vergleich der Schwarzweißübergänge des Streifens 11 mit den Farbübergängen des Streifens 12 erfolgen. Die Laufzeit ist richtig eingestellt, wenn die Übergänge in den Streifen 11 und 12 genau übereinander liegen.

8. Bildschärfe
Die Einstellung der Bildschärfe muß anhand der senkrechten Konvergenzlinien erfolgen, deren Spannungsverlauf $\sin^2$-förmig erfolgt und die eine Halbwertsbreite von 2 T besitzen.
Auflösungslinien würden im Frequenzbereich über 3 MHz in den Farbkanal übersprechen und zu sogenannten „SECAM-Feuern" führen. Aus diesem Grund sind sie im Testbild nicht vorhanden.

9. Fahnenziehen
Die schwarzen und weißen Felder am Anfang und am Ende des Streifens 8 gestatten eine Beurteilung des sogenannten Fahnenziehens.

10. Zeilensprung
Die waagerechte Linie mit den drei Punkten in der Mitte des Streifens 10 gestattet das Erkennen des richtigen Zeilensprungs.

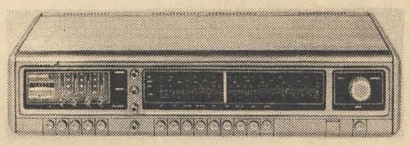
11. Geisterbilder
Geisterbilder lassen sich durch Wiederholung des Kreisringes besonders gut in den Streifen 5 und 7 erkennen.

12. Programmkennung
Zur Programmkennung befindet sich im Streifen 9 die Aufschrift DDR F1 für das 1. Programm und DDR F2 für das 2. Programm des Fernsehens der DDR. Im Streifen 13 wird die Uhrzeit in digitaler Form angezeigt.

Neu im Handel

Stereosteuergerät Rema cornet 840 hifi

Der cornet 840 hifi vom VEB Rundfunktechnik Rema hat eine übersichtliche Flutlichtskale, bei der u. a. im Kurzwellenbereich das 41-m- und das 49-m-Band optisch besonders gekennzeichnet sind. Das Gerät hat einen fünftastigen UKW-Programmspeicher, schaltbare Stummabstimmung (Muting), 114-kHz-Filter für Stereobetrieb, schaltbare AFC bzw. Ferritantenne für Mittel- und Langwelle, Abstimmanzeigeinstrument und frontseitigen Stereokopfhöreranschluß



Technische Daten

Netzspannung	220 V Wechselspannung
Leistungsaufnahme	90 W
Stereoanzeige	durch Signalkleinlampe
Bestückung	3 IS, 40 Transistoren, 33 Dioden, 2 Gleichrichter
Wellenbereiche	UKW, KW, MW, LW
Kreise	FM 15 + 6 Hilfskreise, AM 9
Ausgangsleistung (Sinus)	2 × 10 W bei k 0,7 %
Abmessungen in mm	600 × 140 × 310
Masse	10 kg

Stereosteuergerät HiFi 100

Dieser HiFi-Empfänger vom VEB Stern-Radio Sonneberg ist für die Stationswahl im UKW-Bereich mit acht Sensoren ausgestattet (7 Speicher und 1 Handabstimmung), die Frequenz des

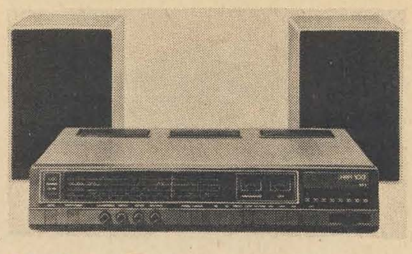


Foto: Krause

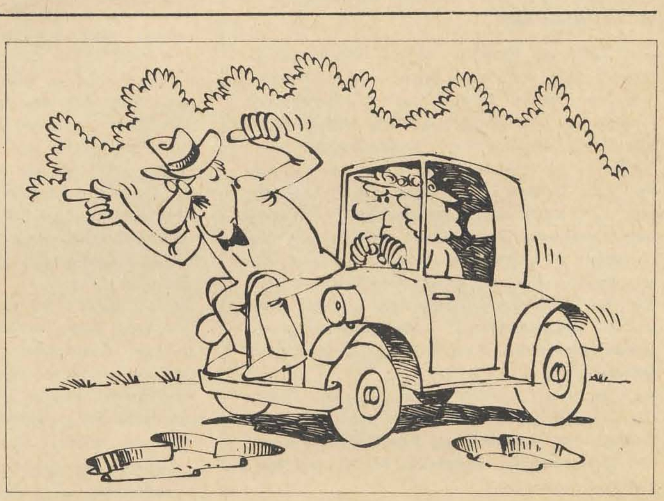
gewählten Senders ist auf einem Meßinstrument ablesbar. Ein weiteres Meßinstrument dient zur Abstimmanzeige.
Weiterhin hat das Gerät abschaltbare AFC, automatische Stummschaltung (Muting), Taste zur Beseitigung von Rumpelgeräuschen vom Plattenspieler, übersteuerungsfeste Endstufe, Stereokopfhörerbuchse an der Frontseite sowie Anschlußmöglichkeiten für zwei zusätzliche Lautsprecher für Pseudoquadrofonie.

Technische Daten

Netzspannung	220 V Wechselspannung
Leistungsaufnahme	150 W
Stereoanzeige	mittels Leuchtfeld
Wellenbereiche	UKW, KW, MW, LW
Kreise	FM 9, AM 6
Halbleiterbestückung	11 IS, 60 Transistoren, 87 Dioden
Ausgangsleistung (Sinus)	2 × 35 W
Besonderheiten	Modulbauweise, MPX-, Pilotton- und Rumpelfilter, Regel-, Muting- und Lineartaste, Blackoutskale, elektronische Einschaltverzögerung
Abmessungen in mm	630 × 350 × 120.

Kassettentonbandgerät Elektronika 302

Bei diesem Import aus der UdSSR handelt es sich um ein Mono-Kassettentonbandgerät für Batterie- und Netzbetrieb. Das Gehäuse aus schlagfestem Plast in Holzcharakteristik mit Metalliceffekt und die Anordnung der Bedienelemente ähneln dem DDR-Gerät Sonett. Der Tragegriff läßt sich im Gerät versenken. Der Vorteil dieses Gerätes besteht in der Möglichkeit der manuellen Aussteuerung und Aussteuerungskontrolle mittels Indikator. Bei Wiedergabe kann die Klangfarbe stetig geregelt werden.
Das Kassettengerät wird durch sechs Drucktasten einschließlich Pausentaste bedient. Bei Netzbetrieb wird in das Batteriefach der zum Lieferumfang gehörende Netzteil eingesetzt und über einen Klinkenstecker angeschlossen. Über die gleiche Buchse kann auch ein exter-



Steuersignal
Zeichnung: Moese

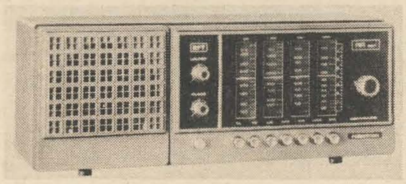
ner Netzteil angeschlossen werden. Die Anschlüsse entsprechen der DDR-Norm. Zu empfehlen ist die Verwendung von Kassetten C 60.

Technische Daten

Stromversorgung	127/220 V Wechselspannung oder 9 V Gleichspannung (6 × R 14)
Ausgangsleistung	1,5 W Sinus
Frequenzbereich	63...10 000 Hz
Masse	≈ 3,5 kg

Monorundfunkempfänger Progress RR 1201

Diese Neuentwicklung vom VEB Robotron Zella-Mehlis ist der erste Typ der neuen Monosupergerätegeneration mit dem neuen Einheitschassis mit hohem Integrationsgrad. Auch äußerlich unterscheidet sich der Progress durch seine kompakte Form und die große übersichtliche Vertikalskale von seinen Vorgängern. Erstmalig hat dieses Monogerät auch getrennte schaltbare Anschlüsse für TA und TB. Seine Modulbauweise gewährleistet hohe Servicefreundlichkeit.



Technische Daten

Stromversorgung	220 V Wechselspannung
Leistungsaufnahme	≈ 10 W
Wellenbereiche	UKW, KW, MW, LW
Ausgangsleistung (Sinus)	2,5 W bei k ≦ 5 %
NF-Frequenzgang	80...15 000 Hz
Bestückung	3 IS, 4 Transistoren, 3 Dioden, 1 Selengleichrichter
verwendeter Lautsprecher	L 2206 3 VA, 6 Ω
Abmessungen in mm	440 × 183 × 185
Masse	≈ 4 kg

Zentrum für beschleunigte Einführung von Erfindungen

Das Zentrum „Progreß" in der VR Bulgarien besteht seit etwa zwei Jahren. Es untersucht, wie den „Sofioter Nachrichten" Nr. 8 (1979) zu entnehmen ist, Erfindungen mit hohem Nutzeffekt und sorgt für ihre schnelle Einführung.

Erfahrene Spezialisten untersuchen in ihrem jeweiligen Bereich den Bedarf der Wirtschaft, ermitteln Erfahrungen, registrieren besonders beachtenswerte und aktuelle Erfindungen und schlagen eine schnelle Einführung vor. Auf eigenem Territorium verfügt das Zentrum über die vier Produktionslaboratorien „Unikale Elektronik", „Robotertechnik", „Automatisierung und Schweißprozesse", „Impulstechnik und Impulstechnologie".

Das Zentrum übernimmt das gesamte Risiko des Experiments, indem es dem entsprechenden Betrieb alle notwendigen Arbeitsbedingungen, wie Einrichtungen, Rohstoffe, Mittel und Spezialisten, garantiert.

Printbohrmaschine AWS-1NC

Die numerisch gesteuerte Printbohrmaschine AWS-1NC von Unitra Unima ist speziell für das automatische Fertigen von Bohrungen in Leiterplatten ausgelegt. Die Maschine wird hauptsächlich für die Fertigung von zweiseitigen oder mehrschichtigen Leiterplatten mit metallisierten Bohrungen oder anderen gedruckten Schaltungen angewendet. Sie ist mit einem Handsteuerpult ausgestattet, das folgende Möglichkeiten bietet:

1. X-Y-Kreuztischsteuerung von Hand
2. Ausdrucken des Steuerprogramms nach einer Fotomatrize oder nach Zeichnung einer gedruckten Schaltung
3. Ausdrucken der Unterprogramme für die Bohrungsgruppen zu den integrierten Schaltungen
4. Ausdrucken eines Programms nach Istmaß oder mit Abrundung zu den Nennmaßen nach Bohrungsraster.

Einige Daten:

Abmessungen des Bohrfeldes	X = 340 mm, Y = 250 mm
Schrittweite für die Programmierung	0,025 mm
Genauigkeit der Einstellung	± 0,03 mm
Bohrleistung	60 bis 90 Bohrungen/min
Bohrerdurchmesser	0,5...3 mm
max. Bohrtiefe	etwa 6 mm
Masse (nur AWS-1NC)	etwa 300 kg
Abmessungen (nur AWS-1NC) in mm	1 500 × 800 × 1 100

Neue Schriftenreihe „Automatisierungstechnik" der KDT

In der Betriebssektion der KDT des VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow entsteht die Schriftenreihe „Automatisierungstechnik". Sie soll Grundlagen der Mikrorechnertechnik vermitteln und Anregungen und Vorschläge für spezielle Anwendungsfälle geben. Bisher sind zwei Hefte erschienen.

Das Heft 1 „Mikrorechner in Automatisierungsanlagen" beginnt mit einem Überblick über Entwicklung, Bedeutung und Tendenzen der Mikrorechentechnik sowie über das aktuelle Schaltkreis- und Mikrorechnerangebot in der DDR. Danach werden die wichtigsten Entwicklungsrichtungen des Erzeugnissystems Automatisierungsanlagen unter Verwendung von mikrorechnerbestückter Meß-, Steuer- und Regelgerätetechnik sowie deren absehbare Einsatzmöglichkeiten und Bedingungen in diesen und anderen Komplexlösungen aufgezeigt. Den Schluß bilden Anmerkungen zum internationalen Trend bei der Gestaltung, Projektierung, Montage und Inbetriebnahme künftiger Automatisierungsanlagen.

Im Heft 2 stehen die mit Mikrorechnern zu bestückenden Automatisierungsanlagen im Vordergrund. Ausgehend vom derzeitigen Stand werden Gestaltungsprinzipien herkömmlicher und zukünftiger Automatisierungsanlagen beschrieben und es wird auf Konsequenzen eingegangen, die der Einsatz der Mikrorechner dort nach sich zieht. Abschließend stellt der Autor Beispiele von Automatisierungseinrichtungen und -anlagen mit Mikrorechnern in- und ausländischer Produktionen vor, beschreibt im wesentlichen drei derartige Systemlösungen und gibt einen Ausblick über zu erwartende Weiterentwicklungen bei Teil- und Komplexlösungen.

Da mit diesen beiden Veröffentlichungen die Probleme beim Aufbau von mikrorechnerbestückten Automatisierungseinrichtungen selbstverständlich nicht umfassend beschrieben werden können, sind in den nächsten beiden Jahren noch Folgehefte dieser Schriftenreihe zu erwarten, in denen u. a. über

- Begriffe und Definitionen
- geräte- und programmtechnische Grundlagen
- Anwendungs- und Gestaltungsmöglichkeiten und
- Rückwirkungen auf Projektierung und Fertigung mikrorechnerorientierter Automatisierungsanlagen

zu lesen sein wird.

Die Broschüren dieser Schriftenreihe sind bei der Betriebssektion der KDT des VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow, 153 Teltow, Oderstraße 74/76, zum Preis von 8,– Mark je Exemplar zu beziehen.

Automatische Sprachverarbeitung

● Mit Hilfe einer Spracherkennungslogik läßt sich ein Farbfernsehempfänger fernsteuern. Dazu wird ein 8085-Mikroprozessor mit 2 K ROM- und 12 K RAM-Speicherkapazität eingesetzt. Im RAM werden die Sprachmuster von bis zu 30 Worten gespeichert. Die Zeit, die für das Dekodieren eines empfangenen Wortes benötigt wird, beträgt nur etwa 1,8 s. Maximal lassen sich zur Zeit die Sprachmuster von zwei Personen speichern und bestimmten Bedienungsfunktionen zuordnen. Die Erkennung beruht auf der Auswertung der spektralen Verteilung, der Nulldurchgänge und der Korrelationskoeffizienten. Problematisch sind noch Befehle fremder Personen sowie durch große Besprechungsabstände verhallte Signale.

● Der amerikanische Halbleiterhersteller Motorola stellte einen Mikroprozessor vor, mit dem man sich sprachakustisch in englischer Sprache verständigen kann. Der 6 mm × 6 mm große Chip ist in der Lage, gesprochene Wörter zu erkennen und ihren Befehlsinhalt zu erfassen sowie den Befehl auszuführen. Weiterhin besteht die Möglichkeit, daß passende Antwortsätze zusammengestellt werden können, die dann wieder sprachakustisch ausgegeben werden.

● Die im Bild gezeigte Stereoanlage einer japanischen Firma verfügt über eine automatische Spracherkennungseinheit, mit deren Hilfe sie durch die menschliche Stimme bedient werden kann. Bis zu 15 Worte können verstanden werden, darunter Befehle für Ein – Aus, Lauter – Leiser, Sendersuchlauf und Kassettenrecorderfunktionen. Es ist erforderlich, das Gerät auf eine Stimme zu programmieren, andere Stimmen werden nicht erkannt, so daß es nur von

Foto: ZB Keystone

einer Person sprachakustisch bedient werden kann. Ein derartiger Aufbau zeigt anschaulich, wozu die automatische Spracherkennung in der Lage sein kann, aber auch, welch hoher gerätetechnischer Aufwand getrieben werden muß. Die zu steuernde Stereoanlage befindet sich auf der Spracherkennungseinheit. Wegen des hohen Preises (man spricht von über 2 300 US-Dollar) und des doch recht geringen Nutzens wird sich diese Technik auf dem Gebiet der Konsumgüterelektronik wohl kaum durchsetzen. Zur Technik der automatischen Sprachverarbeitung verweisen wir auf den Beitrag auf S. 83.

▼ **RFT-Service – Bauteile der Unterhaltungselektronik.** In diesem im VEB Verlag Technik erscheinenden Buch von K.-H. Finke werden die wichtigsten Bauelemente und Bauteile der Rundfunkempfangstechnik, der Schwarzweiß- und Farbfernsehtechnik sowie der Fono- und Tonbandgerätetechnik beschrieben, und zwar in der übersichtlichen Reihenfolge „Aufbau, Wirkungsweise, Anwendungsbereich, Kennzeichnung und Prüfung". Besonders bei den Prüfhinweisen konnte der Autor seine jahrelangen Erfahrungen nutzen, indem er speziell die für den Service rationellen Prüfmethoden auswählte. 224 Seiten, 366 Bilder, 41 Tafeln, 18,– Mark. Bestellnummer 552 724 4

▼ Neben üblichem AlSi1-Draht ist auch der Einsatz von **Cu-Draht zur Drahtkontaktierung unverkappter Halbleiterchips** durch Ultraschalldrahtbonden möglich. Dabei wird vor allem beim Bonden auf ausgewählten hybridgerechten Verdrahtungsträgern teilweise eine höhere Kontaktzuverlässigkeit gegenüber AlSi1-Draht erreicht. Weiterhin ist mit dem Ultraschalldrahtbonder die Herstellung sogenannter Einbettungsverbindungen möglich. Dabei muß

– das Schichtmaterial auf dem Substrat weicher als das Drahtmaterial und
– die Schichtdicke größer als der Durchmesser

sein. Auf diese Weise wurde u. a. AlSi1- und Cu-Draht in schmelzflüssig aufgebrachte Zinn-Blei-Lotschichten eingebettet. Während derartige Verbindungen mit Cu-Draht, besonders nach einer zusätzlichen thermischen Behandlung, gute elektrische und mechanische Eigenschaften zeigen, sind Verbindungen mit AlSin-Draht technisch nicht anwendbar.

▼ Eine Neuerung auf dem Gebiet der Tonspeichertechnik sind **Magnetbänder mit aufgedampfter Schicht.** In einem Fertigungsprozeß, der ähnliche Techniken wie bei der Herstellung von Metallfilmkondensatoren anwendet, wird das Magnetmaterial ohne Modifizierung auf den Trägerfilm aufgedampft. Mit diesem Verfahren läßt sich die zehnfache Aufzeichnungsdichte gegenüber herkömmlichen Bändern erreichen. Eine Mikrokassette mit drei Stunden Spieldauer für beide Seiten wird als mögliches Ziel genannt. Man erreicht die verlängerte Spielzeit durch die wesentlich dünnere Magnetschicht. Sie beträgt nur 0,3 μm gegenüber 3 μm Schichtdicke bei konventionellen Bändern. Die eigentliche Schicht besteht aus einem kobaltartigen Metall und weist besonders gute Aussteuerbarkeit auch bei kurzen Wellenlängen auf.

▼ Romantika-001-Stereo heißt eine neue **sowjetische HiFi-Stereoanlage** aus Tuner-Verstärker, Tonbandgerät, Plattenspieler und zwei Lautsprecherboxen in bausteinähnlicher Gestaltung. Tuner plus Verstärker für die Wellenbereiche UKW und 2 × MW und Tonbandgerät sind stehend angeordnet. Der „Tuner-Verstärker" verfügt über sechs Festsendertasten für die Mittelwelle und fünf Festsendertasten für UKW, hat eine Klangeinstellung in fünf Bereichen über Schiebeeinsteller und verschiedene Anzeigeinstrumente. Seine Ausgangsleistung beträgt 2 × 25 W bei einem Klirrfaktor von 0,5 %. Das Spulentonbandgerät mit dreimotorigem Antrieb ist für die Geschwindigkeiten 19,05 cm/s und 9,5 cm/s ausgelegt. Der Plattenspieler enthält einen magnetischen Tonabnehmer mit Diamantnadel. Die Stereoanlage kann über eine Fernsteuerung bedient werden.

▼ Einfache mechanische Konstruktion, Unterbindung unkontrollierter Schwingungen und verbesserte Handhabung kennzeichnen einen **Tonarm mit elektronischer Regelung,** der keine mechanische Antiskatingvorrichtung, kein Gegengewicht und keine Abhebevorrichtung mehr aufweist. Die sich in horizontaler bzw. in vertikaler Ebene bewegenden Teile sind mechanisch mit je einem Geschwindigkeitsaufnehmer und einem Linearmotor verbunden. Weiterhin sind zwei Positionsmelder vorhanden, die die augenblickliche Lage des Tonarmes feststellen. Die Linearmotoren übernehmen die Aufgaben Erzeugung der Antriebskraft für die Tonarm-Abhebe- und Aufsetzbewegung, Erzeugung der statischen Kraft für die Nullbalance, Erzeugung einer definierten Auflagekraft sowie automatische Skatingkompensation.

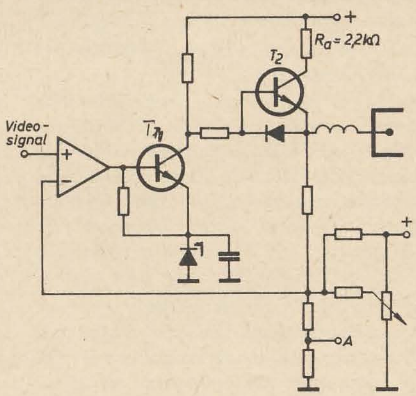
▼ Kernstück eines neuen Verfahrens zur schmalbandigen Fernsehübertragung ist ein **fotoempfindlicher Festkörperbaustein,** der nach dem CCD-Prinzip arbeitet. Der CCD-Baustein besteht aus 380 Spalten eines Speicherregisters, wobei jede Spalte 244 Analogpegel speichern kann. Am oberen Rand befindet sich das Eingangsregister, am unteren das Ausgangsregister. Eine Anordnung kann gerade ein Halbbild aufnehmen. Zur Speicherung eines vollständigen Fernsehbildes sind demnach zwei Anordnungen erforderlich. Das Videosignal (Kamera oder Datenverarbeitungssystem) wird mit der üblichen Geschwindigkeit eingelesen, kann jedoch langsamer wieder ausgelesen werden. Dabei ergibt sich eine Bandbreitenverringerung für die Übertragung.

▼ **Legierungen mit magnetfeldabhängiger Dämpfung** sind Werkstoffe mit extrem hoher mechanischer Schwingungsdämpfung. Sie zeigen bei zyklischer mechanischer Belastung im Spannungs-Dehnungs-Diagramm eine ausgeprägte Hystereseschleife, deren Größe proportional zu der in Wärme umgesetzten mechanischen Energie ist. Die Hysterese beruht hier nicht einfach auf der Reibung der Atome aneinander, sondern auf einem magnetomechanischen Effekt. Die Dämpfung hängt daher beträchtlich von äußeren Magnetfeldern ab. Oberhalb von 50 A/cm geht sie verloren. Eingesetzt werden können derartige Dämpfungslegierungen z. B. zur Unterdrückung von unerwünschten mechanischen Schwingungen und zur Lärmminderung. Sie haben gute Wärme- und elektrische Leitfähigkeit sowie hohe Festigkeit und lassen sich relativ einfach bearbeiten.

▼ **Ein mit hoher Geschwindigkeit arbeitender Analog-Digital-Wandler** benutzt einen Elektronenstrahl zur Anregung einer kodierten Targetkeilstruktur aus Halbleiterdetektordioden. Die Energie des Elektronenstrahls, der auf das Target auftrifft, wird in Stromimpulse umgewandelt, die eine digitale Kodierung der jeweiligen Lage darstellen, bei der der Strahl den Targetkeil berührt. Mit Mehrfach-Targetkeilstrukturen sind Umwandlungsraten bis zu 2 GHz möglich. Der etwa bleistiftstarke Elektronenstrahl wird in einer speziellen Elektronenkanone erzeugt und durch eine Ablenkeinheit moduliert, wobei der Elektronenstrahl in seiner Querschnittsform und in seiner Richtung verändert wird. Jeder Keil der Targetstruktur besteht aus sieben schmalen Spalten, die fächerförmig angeordnet sind und abwechselnd mit einer dünnen und mit einer dicken Metallisierung kodiert sind. Eine dünne Metallschicht entspricht einer logischen „1", da der Elektronenstrahl die Halbleiterschicht durchdringt und einen Stromimpuls erzeugt. Die stärkere Schicht sorgt für die Kodierung der logischen „0", da sie eine Abdeckung bewirkt.

▼ Zu geophysikalischen Instituten, Sternwarten und anderen wissenschaftlichen Einrichtungen, die bei ihren Forschungen mit kleinsten Bruchteilen einer Sekunde arbeiten müssen, kommt in der Sowjetunion der „Zeitdienst" ins Haus. Er befindet sich in einem großen Omnibus des Unionsinstitutes für physikalisch-technische und funktechnische Messungen bei Moskau. Der Zeitvergleich wird durch eine dort installierte **Zäsiumatomuhr** gewährleistet, die die Zeit mit einer Genauigkeit von einer zehnmillionstel Sekunde angibt. Sie läuft zeitgleich mit der sogenannten Etalonuhr aus dem Unionsinstitut, die über Radio das bekannte Zeitzeichen für das ganze Land gibt. Da aber bei der Übertragung der Uhrzeit über Funkwellen Ungenauigkeiten entstehen, wurde der mobile „Staatliche Zeitdienst der UdSSR" eingerichtet, der über hundertmal im Jahr auf Reisen geht. Der Zeitdienst der UdSSR macht es auch möglich, Zeitdifferenzen der Etalonuhren verschiedener Länder festzustellen und zu beseitigen. Bei wichtigen wissenschaftlichen Experimenten wird er ebenfalls in Anspruch genommen. Vor dem gemeinsamen Sojus-Apollo-Raumflug brachte er die Etalonuhrzeit der Sowjetunion und der USA auf tausendstel Sekunden genau in Übereinstimmung.

▼ **Die Verlustleistung in Schwarzweiß- und Farbfernsehempfängern** läßt sich unter anderem auch durch Videoendstufen mit geringerer Leistungsaufnahme verringern. Dazu werden zum Ansteuern der Bildröhre sogenannte kalte Videoendstufen benutzt, die man auch als Aktivlastschaltungen bezeichnet. Bei üblichen A-Videoendstufen ist ein relativ kleiner Außenwiderstand erforderlich, um die geforderte Bandbreite der Stufe bei vorgegebener Kapazität



der Bildröhre und bei vorgegebenen Schaltkapazitäten zu erreichen. Durch den niedrigen Außenwiderstand steigt die Verlustleistung an. In einer Aktivlastschaltung (siehe Bild aus Radio Fernsehen Phono Praxis 23 (1979) H. 5, S. 13) läßt sich der Außenwiderstand ohne Beeinträchtigung der Bandbreite erhöhen, wenn ein zweiter Transistor als Emitterfolger zur Ansteuerung der Bildröhre eingesetzt wird. T_2 kann die Lastkapazität in Richtung größerer Steuerspannungen an der Bildröhrenkatode direkt aus der Versorgungsspannung aufladen. Die Aufnahme der Videoendstufe kann so von etwa 11 W auf 2 W verringert werden.

▼ **Berichtigung:** Im Heft 11 (1979) ist auf Seite 711 eine richtige Panne passiert. In der zum Errechnen der Spieldauer von Tonbändern bei Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s angegebenen Gleichung muß für genaue Rechnungen der Nenner nicht 6,29 sondern 5,7 sein. Der im letzten Absatz angegebene Multiplikator für die Bandgeschwindigkeit 4,75 cm/s ist demnach nicht 3,15, sondern 2,85, für 9,5 cm/s also nicht 6,29, sondern 5,7 und für die Bandgeschwindigkeit 19 cm/s nicht 12,58, sondern 11,9. Damit sind die in der Tafel angegebenen Werte falsch. Wir bitten wegen dieses Fehlers vielmals um Entschuldigung und bringen im folgenden die richtigen Angaben. Gleichzeitig danken wir allen Lesern, die uns darauf aufmerksam gemacht haben.

Bandlänge in m	Spieldauer bei verschiedenen Geschwindigkeiten in min		
	4,75	9,5	19
65	22	11	5
90	32	16	8
130	46	23	11
135	48	24	12
180	64	32	16
250	88	44	22
270	94	47	23
350	122	61	30
360	126	63	31
520	182	91	45
540	190	95	47
730	256	128	64
810	284	142	71

Leserpost

Betr.: Versorgung mit Bauelementen [rfe H. 7 (1979), S. 414]

Vom Generaldirektor des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen erhielten wir die folgende Antwort:

Mit der Übernahme der Handelsfunktion Finalgeräte durch den Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen im Jahr 1967 wurde eine umfangreiche Abteilung mit Amateurbedarf in der Fachfiliale Rundfunk und Fernsehen in Nordhausen eingerichtet. Sie hat sich gut bewährt und findet großen Zuspruch bei der Bevölkerung.

Eine Überprüfung ergab, daß in der Abteilung „Funkamateur" ein reichhaltiges Sortiment an TGL- und Normteilen wie Widerstände, Dioden, Transistoren und Festkörperschaltkreise für den Bastlerbedarf angeboten wird. Weniger umfangreich ist das Angebot an typengebundenen Ersatzteilen aus der laufenden Produktion. Diese werden in erster Linie den Werkstätten zur Reparatur der Kundengeräte zur Verfügung gestellt. Bei einer ausreichenden Bevorratung der Werkstätten werden die typengebundenen Ersatzteile auch in den Abteilungen „Funkamateur" als Bastlerbedarf angeboten.

Zu dem Angebot der typengebundenen Ersatzteile aus der laufenden Produktion kommen noch die Ersatzteile für die Geräte aus der ausgelaufenen Produktion, für die die Ersatzteilhaltepflicht abgelaufen ist.

Die Kombinatsleitung hat Ihren Artikel mit dem verantwortlichen VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Erfurt ausgewertet und ihn beauftragt, entsprechende Maßnahmen zur Verbesserung des Angebotes zu ergreifen. Die Mitarbeiter des VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Erfurt und der Fachfiliale nehmen den kritischen Hinweis zum Anlaß, weitere Anstrengungen zu unternehmen, um die Sortimentsbreite entsprechend den gegebenen Möglichkeiten in der Abteilung „Funkamateur" zu vergrößern.

Weiter teile ich Ihnen dazu mit, daß die in den Bezirken verantwortlichen VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen ständig bemüht sind, in Zusammenarbeit untereinander und entsprechend den territorialen Gegebenheiten das Angebot an Bastlerbedarf in den Fachfilialen „Funkamateur" weiter zu verbessern.

*

Betr.: Nebenzipfelfreie Antennenanlage für UHF

Ein Kollege hat versucht, eine Antennenanlage für UHF aufzubauen, die keine Nebenzipfel aufweist. Nach mehreren Versuchen brachte eine Anordnung mit drei nebeneinander angeordneten Yagiantennen die besten Erfolge. Leider hat der Kollege nur vom Erfolg und nicht von der technischen Realisierbarkeit dieser Anlage berichtet. Interessiert an dieser Anlage, durchstöberte ich alle mir zur Verfügung stehende Literatur, fand aber nur einen Hinweis in der „Funktechnik" Nr. 21 (1966), S. 776. Dort steht, daß Antennenanlagen mit drei Antennen keine Nebenzipfel aufweisen, diese Art wurde jedoch in dem Beitrag nicht untersucht. Weitere Nachforschungen im Bekanntenkreis brachten auch keine Erfolge, aber großes Interesse. Von meinem Kollegen war nur noch zu erfahren, daß solche Antennenanordnungen auch für VHF Gültigkeit besitzen.

Th. T., Großlehna

Die Firma Hirschmann hat in den Jahren 1960–1962 mit großem Aufwand eine Antenne „Troika" propagiert, um welche es allerdings später wieder recht ruhig geworden ist. Diese Antenne wurde als kompletter Bausatz geliefert und beinhaltete drei VHF-Antennen mit etwa je vier Elementen und ein Zusammenschaltglied. Die äußeren Antennen dieser „Troika" waren in Reihe geschaltet, die mittlere Antenne dazu parallel. Angeblich sollte diese Antenne eine hohe Nebenzipfelfreiheit aufweisen. Die heutigen Hochleistungsantennen erreichen mindestens gleiche oder bessere Werte der Nebenzipfelfreiheit, da der Erkenntnisstand über die Dimensionierung von Antennen heute wesentlich besser ist als zum damaligen Zeitpunkt. Die Antennen werden heute über Computer errechnet.

*

Was ist ein Schmetterlingsdipol, und welches sind seine besonderen Vorzüge? Ich las, daß er in den USA oft als Fernseh(empfangs)antenne verwendet wird.

N. O., Schwerin

Der Schmetterlingsdipol besteht aus zwei spitzwinkligen Dreiecken, die sich mit den Spitzen gegenüberstehen. Die Ausgangsspannung wird zwischen den beiden spitzen Enden abgenommen. Der Dipol ist besonders breitbandig. Sein Fußpunktwiderstand ist eine Funktion des Spreizwinkels, d. h. des Winkels an den „spitzen Ecken", sein Gewinn beträgt bei $\alpha = 70°$ etwa 2...4 dB (frequenzabhängig). Seine Länge liegt bei etwa 0,73 λ, obwohl er die Eigenschaften eines Ganzwellendipols hat. Er ist besonders als Empfangsantenne im UHF-Bereich geeignet. Bei $\alpha = 30°$ erhält man ungefähr 240 Ω Fußpunktwiderstand.

Literatur

Spindler, E.: Antennen. Berlin: VEB VERLAG TECHNIK 1979 [s. a. rfe H. 9 (1979), S. 548]

Rothammel, K.: Antennenbuch. Berlin: Militärverlag der DDR

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 102 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52), Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38), Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirane

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 102 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 701 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 102 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · FEBRUARHEFT 2·1980

Stand & Tendenzen

Mechanische frequenzselektive Bauelemente

Teil 1

Dr.-Ing. CHRISTIAN HÄLSIG

Mitteilung aus dem VEB Kombinat Elektronische Bauelemente,
Stammbetrieb „Carl von Ossietzky" Teltow

Mechanische Filter sind wegen ihrer hervorragenden Güten, wegen ihres unkomplizierten Aufbaus und wegen des günstigen Preises weit verbreitet. Besonders in der Mikroelektronik sind sie unentbehrlich. In diesem zweiteiligen Beitrag wird der heutige Stand dieser Bauelemente dargestellt, wobei die Filter aus der DDR-Produktion besondere Berücksichtigung finden.

Erfolgt die Informationsübertragung innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches, so werden Bauelemente zur Filterung dieses gewünschten Frequenzbandes benötigt. Somit sind frequenzselektive Bauelemente in der analogen Nachrichtenübertragungstechnik unerläßlich; sie spielen eine wesentliche, oft die entscheidende Rolle bei der Neu- und Weiterentwicklung dieser Gerätesysteme.

Bis Ende der fünfziger Jahre wurden die Selektionsaufgaben durch elektrische, frequenzselektive Bauelemente (Schwingkreise verschiedenster Ausführungsform mit induktiven und kapazitiven Komponenten) im allgemeinen zufriedenstellend gelöst. Für sehr hohe Forderungen an Selektion und Stabilität war es üblich, Einzelschwingquarze oder aus diesen Bauelementen zusammengesetzte Filter zu verwenden.

Die ständig steigenden technischen und ökonomischen Forderungen an die Selektionsbauelemente konnten jedoch aus physikalischen und technischen Gründen mit der Zeit nicht mehr erfüllt werden. Einen Ausweg stellte die Ausnutzung hervorragender mechanischer Schwingeigenschaften spezieller Materialien zur Frequenzselektion in elektrischen Schaltungen dar. So hat sich inzwischen die mechanische Frequenzselektion im Frequenzgebiet von 1 kHz bis zu einigen Gigahertz mit beachtlichem Entwicklungsstand eingeführt und besitzt eine hervorragende Perspektive in den nächsten Jahrzehnten.

Wenn man berücksichtigt, daß Bauelemente sowohl mit konzentrierten als auch verteilten Parametern verwendet werden können, bereitet es zwar keine prinzipiellen Schwierigkeiten, elektrische Schwingkreise für beliebige Frequenzen aufzubauen, aber Schwinggüte, Stabilität, Miniaturisierungsgrad und Kosten dieser elektrischen frequenzselektiven Bauelemente sind für viele Anwendungszwecke völlig unzureichend.

Das wird im einzelnen durch folgende Gegenüberstellung deutlich:

Selektion

Das Übertragungsverhalten eines Kopplungsfilters wird durch die normierten Kopplungsfaktoren $\varkappa_{\mu\nu}$ und Dämpfungen δ_μ in Abhängigkeit von der normierten Frequenz Ω beschrieben, d. h.

$$\underline{\ddot{u}}(\underline{p}) = \varphi\,(\Omega, \varkappa_{\mu\nu}, \delta_\mu) \quad (1)$$

wobei aus dem Übertragungsfaktor $\underline{\ddot{u}}(\underline{p})$ eines m-kreisigen Kopplungsfilters nach

$$\underline{\ddot{u}}(\underline{p}) = \frac{g(\underline{p})}{h(\underline{p})} = \frac{\sum_{N=0}^{n} a_N \underline{p}^N}{\sum_{N=0}^{m} b_N \underline{p}^N} \quad (2)$$

h(p) reelles Hurwitzpolynom
g(p) reelles Polynom ($n \leq m$)

die Beziehung

$$b_{m-1} = \sum_{\mu=1}^{m} \delta_\mu \quad (3)$$

folgt [1]. Da mit der Approximation einer geforderten Frequenzcharakteristik h(p) auch der Polynomkoeffizient b_{m-1} festgelegt wird, ist eine notwendige Realisierungsbedingung gemäß Gl. (3) gegeben (Summe der normierten Kreisdämpfungen), d. h., für die zu realisierende Schwinggüte Q der m Schwingkreise muß die Bedingung

$$Q \geqq Q_{\text{Approx}} \quad (4)$$

erfüllt sein, wenn Q_{Approx} den aus Gl. (3) errechneten Grenzwert darstellt.

Da für elektrische Schwingkreise bekanntlich Güten von $Q = 200$ mittlere und $Q = 500$ bereits höchste Werte darstellen, sind Bandbreite und Selektionswerte der elektrischen Frequenzfilter stark begrenzt. Extrem schmalbandige Filter und Filter mit hohen Flankensteilheiten können also nicht realisiert werden. Dagegen besitzen spezielle, mechanisch schwingende Materialien (metallische Speziallegierungen, Einkristalle) mittlere mechanische Schwinggüten von 20 000...100 000.

Temperaturkoeffizient

Einem Richtwert des Temperaturkoeffizienten der Resonanzfrequenz von $TK_f = 10^{-4}$ bis 10^{-5}/K für elektrische, frequenzselektive Bauelemente stehen mindestens Werte von $TK_f = 10^{-6}...10^{-7}$/K für mechanische, frequenzselektive Bauelemente gegenüber, so daß die Stabilitätseigenschaften entscheidend verbessert werden können.

Volumen

Induktivitäten lassen sich nur in einem sehr kleinen Bereich ausreichend miniaturisieren. Im allgemeinen entsprechen die Spulen nicht den Forderungen der Mikroelektronik und der Gerätetechnik. Während elektrische Schwingkreise ein beachtliches Volumen einnehmen (1 cm^3 je Schwingkreis sind bereits günstige Werte), lassen sich mechanische Schwingkreise stark miniaturisieren (1 mm^3 je Kreis sind keine Seltenheit), wobei der Miniaturisierungsgrad mit steigender Frequenz wächst.

Kosten

Die arbeitszeitaufwendigen Wickeltechniken zur Herstellung der Spulen lassen sich im Gegensatz zur Herstellung der mechanischen Schwinger nur schwer rationalisieren.

Diese physikalischen und technologischen Verhältnisse führten dazu, daß innerhalb von knapp zwei Jahrzehnten eine Vielzahl neuer Bauelemente zur mechanischen Frequenzselektion entwickelt worden sind und sich inzwischen in Serienproduktion befinden. So wurden nach [2]

- mechanische Kanal-, Signal- und Trägerfilter für die Trägerfrequenztechnik entwickelt und in Großserienfertigung für die modernsten Trägerfrequenzsysteme der Welt hergestellt
- Metallresonatorfilter für den UKW- und kommerziellen Funk unentbehrlich und für spezielle Aufgaben der Meßtechnik weiterentwickelt
- monolithische Quarzfilter mit ausgezeichneten Parametern für Sprechfunktechnik, Meßtechnik und auch Trägerfrequenztechnik eingeführt
- keramische Filter vorteilhaft für ZF-Filter in Konsumgütern anstelle von LC-Filtern serienmäßig eingesetzt
- die Grundlagen für die Entwicklung und Herstellung von Oberflächenwellenfiltern für Fernseh- und Radartechnik (ZF-Filter, Optimalfilter) geschaffen, wobei in den nächsten Jahren durch die Weiterentwicklung der Theorie und Technik akustischer Oberflächenwellen völlig neuartige mikroakustische Bauelemente eingeführt werden.

Seit dem Bekanntwerden mechanischer, frequenzselektiver Bauelemente Anfang der sechziger Jahre werden auch im VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow diese modernen Bauelemente mit ausgezeichneten Parametern entwickelt und hergestellt.

Übersicht

Bild 1 gibt einen Überblick über mechanische, frequenzselektive Bauelemente. Neben dem Einsatz mechanisch schwingender Einzelelemente wird der Anteil mechanischer Filter in elektrischen Schaltungen der analogen Nachrichtenübertragungstechnik ständig größer. Dabei versteht man unter mechanischen Filtern solche Frequenzfilter, bei denen neben eingangs- und ausgangsseitigen elektromechanischen Energiewandlern frequenzselektive mechanische Einzelelemente verwendet werden, die mechanisch (höchstens teilweise elektrisch) miteinander verkoppelt bzw. verbunden sind.
Anfang der sechziger Jahre wurden erste mechanische Filter entwickelt und vorteilhaft in der Funktechnik eingesetzt. Bildeten die mechanischen Filter ursprünglich Bauelemente mit einzelnen volumenschwingenden Resonatoren, die über verschiedenartige Koppelelemente miteinander verkoppelt werden (Metallresonatorfilter, keramische Filter), so wurden in der Folgezeit neue monolithische Filterstrukturen entwickelt, bei denen sowohl Volumen- als auch Oberflächenwellen zur Frequenzselektion ausgenutzt werden. Zunehmend sind diese Bauelemente der Mikroelektronik angepaßt. Da außerdem die Technologie der Mikroelektronik (speziell Fotolithografie) zur Herstellung der Filterstrukturen angewandt wird, spricht man von frequenzselektiven Bauelementen der Mikroakustik.
Während bei Metallresonatorfiltern und keramischen Filtern die theoretischen und grundlegenden technischen Arbeiten als abgeschlossen angesehen werden können, stehen die Entwicklung und Fertigung mikroakustischer Bauelemente noch an ihrem Anfang.
Auf Grund der hervorragenden Schwinggüten ist es oft berechtigt, mechanische Filter näherungsweise als verlustfreie Bauelemente zu dimensionieren. In diesem Fall werden verlustlose m-kreisige Kopplungsfilter mit Potenz- oder Tschebyscheffverhalten im Durchlaßbereich – gleichgültig, welche konkrete Realisierungsform gewählt wird – nach [3] berechnet:

$$\delta_1 = \delta_m$$
$$\delta_2 = \delta_3 = \ldots = \delta_{m-1} = 0 \qquad (5)$$

$$\varkappa_{\mu,\mu+1} = \varkappa_{m-\mu,m-\mu+1}$$
$(\mu = 1 \ldots m - 1)$

mit

$$\delta_\mu = \frac{d_\mu}{D} \qquad (6)$$

$$\varkappa_{\mu\nu} = \frac{k_{\mu\nu}}{D} \qquad (7)$$

d_μ = Dämpfung des μ-ten Kreises
$k_{\mu\nu}$ = Kopplungsfaktor zwischen den Kreisen μ und ν
D = Normierungskonstante

Für verlustbehaftete Strukturen ist dagegen die exakte Filtersynthese nach dem Eingangswiderstand [1] durchzuführen, bei der bekanntlich aus dem vorgegebenen Betriebsübertragungsfaktor $\underline{ü}_B(\underline{p})$ der Echoübertragungsfaktor $\underline{ü}_E(\underline{p})$ nach

$$|\underline{ü}_E(\underline{p})|^2 = 1 - |\underline{ü}_B(\underline{p})|^2 \qquad (8)$$

mit

$$\underline{ü}_E(\underline{p}) = \frac{g_E(\underline{p})}{h_E(\underline{p})} \qquad (9)$$

berechnet wird. Aus der Eingangsimpedanz $\underline{R}_{ein}(\underline{p})$ (normiert auf den Innenwiderstand R_1 der Quelle)

$$\frac{\underline{R}_{ein}(\underline{p})}{R_1} = \frac{h_E(\underline{p}) \,(\mp)\, g_E(\underline{p})}{h_E(\underline{p}) \,(\pm)\, g_E(\underline{p})} \qquad (10)$$

und der Kettenbruchentwicklung mit Verlusttransformation nach

$$\frac{\frac{\underline{R}_{ein}(\underline{p})}{R_1}}{\delta_1} = \delta_1^* + \underline{p} + \cfrac{\varkappa_{12}^2}{\underline{p} + \cfrac{\varkappa_{23}^2}{\underline{p} + \ldots \cfrac{\varkappa^2_{m-1,m}}{\delta^*_m + \underline{p}}}} \qquad (11)$$

können schließlich die unsymmetrischen Kopplungsfaktoren und Enddämpfungen berechnet werden.
Diese berechneten Kopplungsfaktoren und Enddämpfungen sind je nach Bauelementeprinzip unterschiedlich durch entsprechende Materialkenngrößen und geeignete geometrische Abmessungen zu realisieren. Damit ist die Theorie zur Dimensionierung mechanischer Kopplungsfilter auf die bekannte Betriebsparametertheorie elektrischer Kopplungsfilter zurückgeführt, wobei es beim Entwurf des speziellen Bauelements darauf ankommt, optimale Lösungen zu finden [4], so daß technologisch und damit ökonomisch vorteilhafte frequenzselektive Bauelemente entstehen.

Energiewandlung

Die Ausnutzung vorteilhafter mechanischer Schwingeigenschaften bestimmter Werkstoffe in elektrischen Schaltungen verlangt die elektromechanische Energiewandlung (Wandlung der Strom-Spannungs-Schwankungen in Kraft-Schnelle-Änderungen und umgekehrt). Dazu werden die physikalischen Effekte der Piezoelektrizität und Magnetostriktion genutzt (s. Bild 2).

Die Zusammenhänge zwischen magnetischem bzw. elektrischem Feld und dem mechanischen Spannungszustand im Wandlerelement werden durch die im Bild 2 angegebenen Zustandsgleichungen beschrieben, wobei $\underline{T}$, $\underline{S}$, $\underline{B}$, $\underline{H}$, $\underline{D}$, $\underline{E}$ die mechanische Spannung, mechanische Dehnung, magnetische Induktion, magnetische Feldstärke, dielektrische Verschiebung, elektrische Feldstärke und die Konstanten c, m, μ, e, ε die

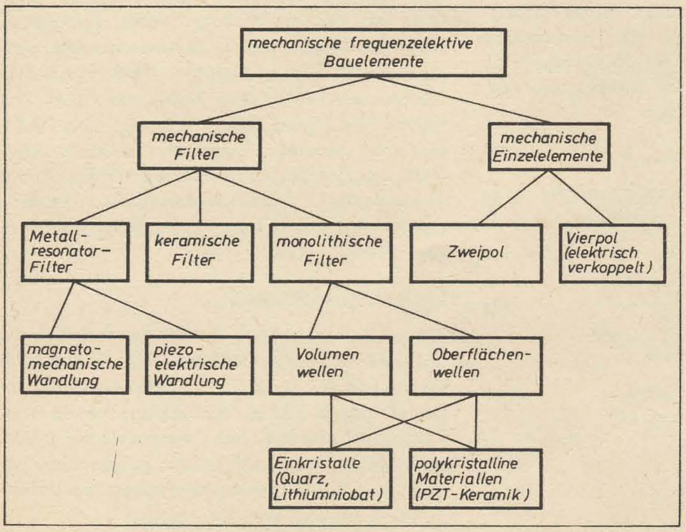


Bild 1: Übersicht über mechanische, frequenzselektive Bauelemente

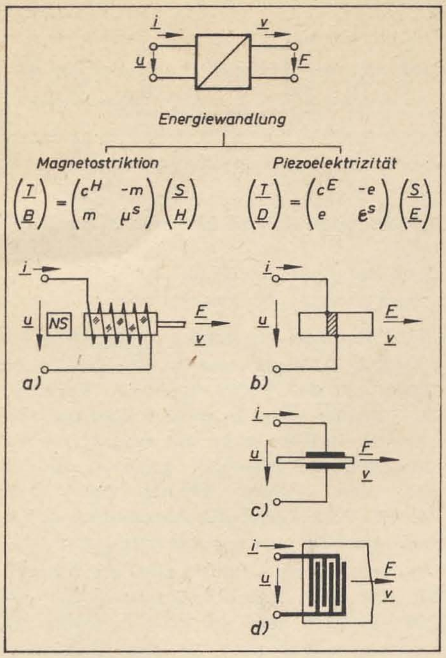


Bild 2: Elektromechanische Energiewandlung.
a) Magnetostriktiver Wandler; b) Verbundwandler; c) monolithischer Wandler; d) Interdigitalwandler

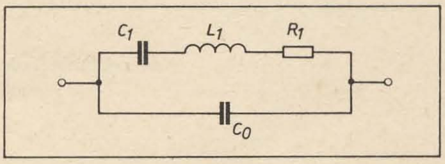


Bild 3: Ersatzschaltbild piezoelektrischer Einzelschwinger

Moduln der Elastizität, Magnetostriktion, Permeabilität, Piezoelektrizität, Dielektrizität der verwendeten Materialien bedeuten.

Bei magnetomechanischen Filtern dient ein magnetostriktiver Ferrit (Bild 2a), der sich in einer Spule befindet und in der Regel zu Kompressionsschwingungen angeregt wird, als vorteilhafter Energiewandler. Bei ausreichend kleinem Temperaturkoeffizienten und hinreichender Schwinggüte kann der Wandler als selektiver Kreis zur Realisierung der Gesamtselektion in die Dimensionierung einbezogen werden.

Um eine Frequenzverdopplung zu vermeiden (Magnetostriktionseffekt ist unabhängig von der Richtung des Magnetfeldes) arbeitet der Wandler mit Vormagnetisierung. Durch Veränderung der Vormagnetisierung lassen sich der elektromechanische Kopplungsfaktor und die Resonanzfrequenz des Ferrites einstellen. Damit ist eine einfache Abgleichmöglichkeit zur Optimierung des Übertragungsverhaltens magnetomechanischer Filter gegeben. Das ist ein großer Vorteil dieser Filter. Magnetostriktive Wandler sind jedoch aus technologischen Gründen auf das Frequenzgebiet von etwa 100...800 kHz begrenzt. Besonders aufwendig ist die Herstellung der benötigten Wandlerspule, die auch einer wirkungsvollen Miniaturisierung des gesamten Filters entgegensteht.

Wesentlich vielfältiger und günstiger sind dagegen piezoelektrische Wandler. Bei Metallresonatorfiltern werden deshalb in zunehmendem Maße Verbundwandler (Bild 2b) eingesetzt. In einen Metallresonator wird eine dünne Scheibe aus Piezokeramik eingefügt. Beim Anlegen eines elektrischen Feldes übertragen sich die mechanischen Schwingbewegungen der Scheibe, die auf Grund des piezoelektrischen Effekts entstehen, auf den gesamten Verbundwandler.

Bei monolithischen Filtern lassen sich Volumen- oder Oberflächenwellen anregen, je nachdem, ob eine monolithische Anordnung mit aufgedampften Elektrodenpaaren (Bild 2c) oder in Form von Interdigitalstrukturen im Mikrometerbereich (Bild 2d) gewählt wird.

Bauelemente

Einzelschwinger

Seit langem werden Quarzschwinger als mechanische, frequenzselektive und frequenzbestimmende Einzelelemente in elektrischen Schaltungen erfolgreich eingesetzt, da sich mit diesem einkristallinen Material höchste Temperaturstabilität erzielen läßt. Je nach Frequenzlage besitzen die Quarzschwinger bei unterschiedlichen Schnittwinkeln günstigste Eigenschaften, so daß sich verschiedene Schwingungsformen und Bauelementekonstruktionen durchgesetzt haben (Tafel 1).

Mit Oberflächenwellenresonatoren ist es inzwischen möglich, Einzelschwinger bis in das Frequenzgebiet von einigen Gigahertz herzustellen.

Für Anwendungsgebiete mit geringeren Forderungen an die zeitliche und thermische Stabilität werden Keramikschwinger und Keramik-Metall-Verbundschwinger eingesetzt.

Alle piezoelektrischen Einzelschwinger lassen sich auf ein Ersatzschaltbild nach Bild 3 zurückführen, wobei L_1 die dynamische Induktivität, C_1 die dynamische Kapazität, R_1 den Verlustwiderstand und C_0 die statische Kapazität bedeuten.

Je nach Anordnung mehrerer Einzelschwinger zueinander werden Kopplungs-, Brücken- oder Abzweigfilter [5] [6] in elektrischen Netzwerken realisiert. Beispielsweise werden im VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Kettenfilter aus Piezokeramik bei verschiedenen Bandmittenfrequenzen und mit unterschiedlichen Bandbreiten hergestellt.

Metallresonatorfilter

Das durch magnetostriktive oder piezoelektrische Energiewandlung [7] erzeugte Ultraschallsignal durchläuft den frequenzselektiven Filterkörper, der aus metallischen Resonatoren und Kopplern besteht.

Aus den Leitungsgleichungen der verlustlosen mechanischen Leitung, die durch

$$\begin{pmatrix} \underline{F}_1 \\ \underline{v}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\frac{2\pi x}{\lambda} & jZ\sin\frac{2\pi x}{\lambda} \\ \frac{j}{Z}\sin\frac{2\pi x}{\lambda} & \cos\frac{2\pi x}{\lambda} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{F}_2 \\ \underline{v}_2 \end{pmatrix} \qquad (12)$$

Z = Wellenwiderstand
x = Länge der Leitung
λ = Wellenlänge

beschrieben wird, folgt für $\underline{F}_2 = 0$ (freischwingend) der Eingangswiderstand

$$\underline{R}_{ein} = \frac{\underline{F}_1}{\underline{v}_1} = jZ\tan\frac{2\pi x}{\lambda} \qquad (13)$$

Tafel 1: Quarzeinzelschwinger

Biegeschwinger (X- und NT-Schnitt)	1...100 kHz
Dehnungsschwinger (X- und MT-Schnitt)	50...300 kHz
Flächenscherschwinger (CT- und DT-Schnitt)	200...1 000 kHz
Dickenscherschwinger (AT- und BT-Schnitt)	1...250 MHz

Tafel 2: Optimale Frequenzgebiete von Metallresonatoren

Biegeresonatoren	10...500 kHz
Torsionsresonatoren	100...300 kHz
Kompressionsresonatoren	300...600 kHz

Tafel 3: Metallresonatorfilter des VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow

Typ	Welligkeit in dB	Formfaktor $\frac{B_{60\,dB}}{B_{6\,dB}}$
MF 60 — 0003	—	9,2
MF 60 — 0003/1	—	9,2
MF 60 — 0005	≦ 0,5	9,2
MF 84,08 — 0003	—	7,5
MF 84,08 — 0003/1	—	7,5
MF 84,08 — 0005	—	7,5
MF 84,08 — 0006	—	10,0
MF 84,14 — 0003	—	10,0
MF 200 — 0010/3	< 3	2,3
MF 200 — 0011	≦ 0,01	3,5
MF 200 — 0011/1	≦ 1	3,5
MF 200 — 0030/3	< 3	2,0
MF (195...205) — 0050	≦ 1	2,5
MF 200 — 0060/3	< 3	2,5
MF 200 — 0080/3	< 3	1,6
MF (195...205) — 0140	≦ 1	1,7
MF 200 — 0150/3	< 3	1,7
MF 200 — 0190	≦ 0,01	3,5
MF 200 — E — 0235	< 2	1,3
MF 200 + E — 0235	< 2	1,3
MF 200 — E — 0235/3	< 3	1,3
MF 200 — E — 0265/3	≦ 2	1,25
MF 200 + E — 0265/3	≦ 2	1,25
MF 200 — 0310	≦ 1	1,11
MF 200 — E — 0310	≦ 0,87	1,15
MF 200 — E — 0310/3	< 3	1,15
MF 200 + E — 0310	≦ 0,44	1,15
MF 200 + E — 0310/1	≦ 0,87	1,15
MF 200 + E — 0310/2	≦ 0,34	1,12
MF 200 + E — 0310/3	< 3	1,15
MF 200 + E — 0310/4	≦ 0,34	1,12
MF 200 + E — 0310/5	≦ 0,34	1,12
MF 200 + E — 0370	≦ 0,44	1,12
MF 200 — E — 0575	≦ 2	1,10
MF 200 + E — 0575	≦ 2	1,10
MF (195...205) — 0600	≦ 3	1,4
MF 200 — 0680/3	< 3	1,23
MF 203,825 — 0008	—	10,0
MF (264...308) — 0070	—	3,5
MF 450 — 1900/1	≦ 1	3,3
MF 450 — 1900/2	≦ 2	3,3
MF (396...612) — 0120	—	5,5

Für $x = \lambda/2$ ergibt sich nach [5] in der Umgebung von f_0 näherungsweise

$$\underline{R}_{ein} \approx jZ\frac{\pi}{2}v \qquad (14)$$

v = Verstimmung

d. h., ein Leitungselement mit $l = \lambda_0/2$ besitzt Resonanzverhalten. Mit $\lambda/4$ langen Leitungsstücken lassen sich dagegen ideale Kopplungsvierpole realisieren [1]. Aus diesem Grund werden im Filterkörper $\lambda/2$-Resonatoren und vorzugsweise $\lambda/4$-Koppler (andere Kopplerlängen sind auch möglich) in einer Fülle verschiedenster Ausführungsformen verwendet [8] [9] [10] [11]. Koppler (meist aus dünnen Drähten) und Resonatoren sind fest miteinander verbunden. Sie führen Volumenschwingungen aus. Das optimale Frequenzgebiet für Metallresonatoren liegt im Bereich von etwa 10...600 kHz (Tafel 2).

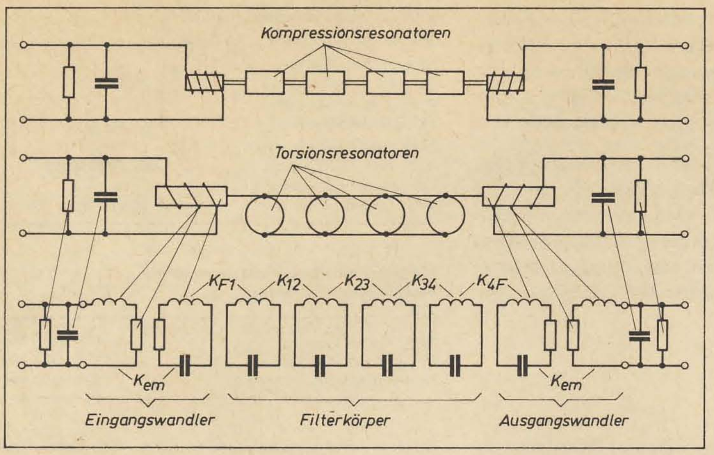


Bild 4: Magnetomechanisches Kompressions- und Torsionsfilter mit Ersatzschaltbild

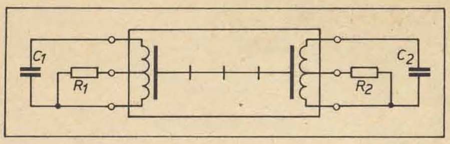


Bild 5: Anschlußbild für Filter mit Abgriff

Der Kopplungsfaktor wird durch Wellenwiderstandssprünge zwischen Resonatoren und Kopplern sowie durch unterschiedliche Lage der Angriffspunkte der Koppler an den Resonatoren eingestellt [4].

Bei bestimmten Anordnungen lassen sich Dämpfungspole durch mechanische Umwegkopplungen, d. h. definierte Verkopplung nichtbenachbarter Resonatoren, realisieren. Bild 4 zeigt den prinzipiellen Aufbau von magnetomechanischen Torsionsfiltern, bei denen die Torsionsresonatoren durch tangential am Umfang angreifende Kompressionskoppler verkoppelt sind, und von Kompressionsfiltern, bei denen Resonatoren und Koppler in Kompression schwingen.

Im VEB Kombinat Elektronische Bauelemente, Stammbetrieb „Carl von Ossietzky" Teltow, werden die in der Tafel 3 genannten Metallresonatorfilter nach den im Bild 4 dargestellten Wirkprinzipien hergestellt.

Bei der in Tafel 3 benutzten Typenbezeichnung bedeuten die Symbole in der Reihenfolge:

Funktionsprinzip (MF)
charakteristische Frequenz in kHz
Einseiten- oder Zweiseitenbandfilter (E oder kein Buchstabe)
oberes oder unteres Seitenband (+E oder —E)
3-dB-Bandbreite in 10 Hz
gegebenenfalls Nr. der Bauform.

Die Filter sind meistens eingangsseitig mit 1,2 kΩ und ausgangsseitig mit 2,5 kΩ sowie außerhalb des Filters liegenden Kapazitäten abzuschließen. Es werden aber auch bestimmte Ausführungen mit Abgriff für niederohmigeren Abschluß geliefert (Bild 5). Bei den Filtern MF 450-1900/1 und MF 450-1900/2 sind die Abschlußkondensatoren im Filtergehäuse mit untergebracht.

Von besonderer Qualität sind die Kanalfilter für die Trägerfrequenztechnik (MF 200+E—0310 und MF 200+E—0370) mit minimaler Welligkeit im Durchlaßbereich und mechanischen Umwegkopplungen, durch die Dämpfungspole im Sperrbereich des Filters erzeugt werden. Mit diesen Filtern werden seit Jahren die internationalen Spitzenwerte mitbestimmt.

Wird fortgesetzt

Verbesserung des Auflösungsvermögens und der Empfindlichkeit von Ultraschallschwingern

Dr.-Ing. ERNST LOOSE

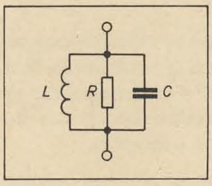
Mitteilung aus der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock

Mit der Parallelschaltung eines Bedämpfungswiderstandes zu Ultraschallschwingern kann deren Ausschwingdauer reduziert werden, womit eine Verbesserung des Auflösungsvermögens und der Empfindlichkeit von Hydroortungsanlagen erreicht werden kann. Es werden neben der theoretischen Behandlung des Anschwingvorganges schaltungstechnische Lösungen zur Bedämpfung vorgestellt.

Die Senderendstufen von Ultraschallsendern für Ortungszwecke arbeiten im Impulsbetrieb auf der Resonanzfrequenz des Ultraschallschwingers. Bild 1 zeigt die Ersatzschaltung eines magnetostriktiven (bzw. piezoelektrischen) Ultraschallschwingers in Parallelresonanz mit Kompensationskondensator C [1] [2] [3] in Resonanz. Im Betrieb von Ultraschallschwingern tritt während der Sendepause, d. h. unmittelbar nach dem Sendeintervall, ein Ausschwingvorgang auf, der zu einer Beeinträchtigung der Empfindlichkeit und des Auflösungsvermögens der Ortungsanlage führt. Durch eine Reduzierung dieses Ausschwingvorganges ergibt sich demzufolge eine Verbesserung dieser Eigenschaften.

Die Ursachen für das Ausschwingverhalten des Ultraschallschwingers sind in der im Ultraschallschwinger und Kompensationskondensator gespeicherten Sendeenergie nach der Beendigung des Sendeimpulses zu suchen. Durch eine Bedämpfung dieses Schwingkreises kann der Ausschwingvorgang bedeutend verkürzt werden. Zunächst wird der Ausschwingvorgang theoretisch erfaßt. Bild 2 zeigt das Spannungsquellenersatzschaltbild des Ultraschallschwingers mit Kompensationskondensator ohne Bedämpfungswiderstand nach Beendigung des Sendeimpulses. Für den Ausschwinganteil $U_{21}(p)$, der durch den Energieanteil in der Induktivität verursacht wird, erhält man im Laplacebereich

Bild 1: Ersatzschaltung eines magnetostriktiven (bzw. piezoelektrischen) Ultraschallschwingers in Parallelresonanz mit Kompensationskondensator C in Resonanz



(L Erregerinduktivität; R beschreibt den Verlustwiderstand der Erregerinduktivität, den mechanischen Verlustwiderstand und den Strahlungswiderstand)

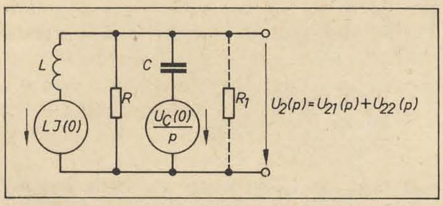


Bild 2: Spannungsquellenersatzschaltbild des Ultraschallschwingers im Laplacebereich mit Kompensationskondensator C nach Abschaltung des Sendeimpulses

$$U_{21}(p) = \frac{I(0)}{C\left(p^2 + \frac{p}{CR} + \frac{1}{CL}\right)}$$

mit

$$p_{1,2} = -\sigma \pm j\omega = -\frac{1}{2CR} \pm j\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{1}{(2CR)^2}}$$

Der Ausschwinganteil $U_{22}(p)$, der durch den Energieanteil im Kondensator verursacht wird, ergibt sich im Laplacebereich zu

$$U_{22}(p) = \frac{pU_C(0)}{p^2 + \frac{p}{CR} + \frac{1}{CL}}$$

Im Zeitbereich erhält man durch Rücktransformation für die Ausgangsspannung folgenden Ausdruck:

$$U_2(t) = U_{21}(t) + U_{22}(t)$$
$$= U_e(0)e^{-\sigma t}\left[\cos\omega t - \frac{\sigma}{\omega}\sin\omega t\right]$$
$$-\frac{I(0)}{\omega C}e^{-\sigma t}\sin\omega t$$

Es zeigt sich, daß der Ausschwingvorgang mit dem Dämpfungsfaktor $\sigma = 1/2CR$ exponentiell abklingt.

Zur Reduzierung des Ausschwingvorganges dient der Widerstand R_1, der unmittelbar nach Beendigung des Sendeintervalls parallel zum Ultraschallschwinger mit Kompensationskondensator liegt (Bild 2).

Für den bedämpften Ausschwingvorgang ergibt sich

$$U_2(p) = U_C(0)\frac{p}{p^2 + \frac{R_1 + R}{CRR_1}p + \frac{1}{LC}} + \frac{I(0)}{C}\frac{1}{p^2 + \frac{R_1 + R}{CRR_1}p + \frac{1}{LC}} \qquad (1)$$

mit

$$p'_{1,2} = -\sigma' \pm j\omega'$$
$$= -\frac{R_1 + R}{2CRR_1} \pm j\sqrt{\frac{1}{CL} - \left(\frac{R_1 + R}{2CRR_1}\right)^2}$$

Aus Gl. (1) folgt unter Annahme des aperiodischen Grenzfalles für den bedämpften Ausschwingvorgang und mit der Voraussetzung $\omega' = 0$ als Lösung der quadratischen Gleichung für R_1 der Zusammenhang

$$R_1 = \frac{\frac{1}{Q} \pm 2}{1 - \frac{1}{Q^2}}\frac{Z}{4}$$

mit dem Kennwiderstand $Z = \sqrt{L/C}$ und der Güte $Q = R/Z$.

Da für die Ultraschallschwingkreise meistens die Beziehung $Q > 1$ gilt, kann man mit genügender Genauigkeit im Nenner den Ausdruck $1/Q^2$ vernachlässigen. Für R_1, dessen Wert nicht negativ sein kann, erhält man damit für seine größenordnungsmäßige Abschätzung die Gleichung

$$R_1 \approx Z\left(\frac{1}{4Q} \frac{1}{2}\right) \qquad (2)$$

Falls R_1 größer als der nach Gl. (2) ermittelte Wert gewählt wird, tritt im Ausschwingvorgang des Ultraschallschwingers theoretisch noch ein Überschwingen mit der Kreisfrequenz ω auf. Kleinere als nach Gl. (2) ermittelte Werte von R_1 bewirken eine stärkere Dämpfung des Ausschwingvorganges.

Einschränkungen bei der Dimensionierung von R_1 können aus den maximal zulässigen Strom- und Spannungswerten der verwendeten elektronischen Schalter resultieren.

Entsprechend der Voraussetzung $\omega' = 0$ ergibt sich aus Gl. (1) durch Rücktransformation in den Zeitbereich

$$U_2(t) = U_C(0)e^{-\sigma' t}|1 - \sigma' t| + \frac{I(0)}{C}te^{-\sigma' t}$$

Bedingt durch die stärkere Dämpfung des Ausschwingvorganges des Ultraschallschwingers tritt jetzt keine periodische Zeitfunktion mehr auf. Ein Vergleich der Dämpfungsfaktoren σ und σ' liefert den Zusammenhang

$$\sigma' = \sigma\left(\frac{R}{R_1} + 1\right)$$

der zeigt, daß sich die Konstante σ durch die Bedämpfung um den Faktor $(R/R_1 + 1)$ vergrößert. Dadurch verkürzt sich der Abklingvorgang der Exponentialfunktion mit dem Dämpfungsfaktor σ um den Faktor $R_1/(R + R_1)$, und für die Abklingdauer auf einen Amplitudenwert von z. B. 1 % gilt

$$t_a = \frac{R_1}{\sigma(R + R_1)}\ln 100 \qquad (3)$$

Für einen Ultraschallschwingkreis mit den Daten $L = 500\,\mu H$, $R = 150\,\Omega$ und $C = 167$ nF ergibt sich für R_1 nach Gl. (2) ein Wert von $R_1 \approx 32\,\Omega$ und nach Gl. (3) für t_a ein Wert von $t_a = 40{,}9\,\mu s$.

Zur Reduzierung des Ausschwingvorganges des Schwingkreises wird sofort nach der Abschaltung des Ultraschallsenders ein Bedämpfungswiderstand zum Ultraschallschwinger parallelgeschaltet. Infolge der hohen Sendefrequenzen und kurzen Signallaufzeiten können für den Schaltvorgang nur elektronische Schalter verwendet werden. Einschränkungen bei der Dimensionierung ergeben sich durch die maximal zulässigen Spannungs- und Stromwerte der verwendeten Bauelemente. So begrenzen die maximal zulässigen Ströme der elektronischen Schalter den Bedämpfungswiderstand und schränken die erreichbare Dämpfungszeitkonstante ein. Nachteilig wirkt sich weiterhin die Tatsache aus, daß der Ausschwingvorgang des Ultraschallschwingers nur so lange bedämpft wird, bis seine Spannungsamplitude solche Werte erreicht hat, daß der elektronische Schalter hochohmig wird. Bei weiterem Abfall der Spannungsamplitude wird der Ausschwingvorgang durch die elektronische Schalteinrichtung nicht mehr bedämpft.

Unter den genannten Gesichtspunkten sollen einige Varianten für die Bedämpfung des Ultraschallschwingers besprochen werden.

Die Schaltung einer Schaltstufe mit antiparallelen Thyristoren als elektronische Schalter zeigt Bild 3. Das Steuersignal U_s wird verstärkt und induktiv zu den Thyristoren übertragen. Diese induktive Kopplung trennt gleichzeitig die Schaltstufe galvanisch von dem Ansteuerverstärker. Entsprechend dem Wirkprinzip der Thyristoren können zwei Ansteuervarianten angegeben werden. Falls die Freiwerdezeit der Thyristoren kleiner als die halbe Schwingungsdauer des bedämpften Ausschwingvorganges ist, müssen synchron mit der Frequenz des zu dämpfenden Ausschwingvorganges oder über die gesamte Zeitdauer des Dämpfungsintervalls ein bzw. mehrere zeitlich längerdauernde Steuerimpulse für die Thyristoren bereitgestellt werden. Schwierigkeiten bereitet aber die Übertragung zeitlich längerer Steuerimpulse bzw. die Erzeugung gegebenenfalls erforderlicher, mit der Frequenz des zu dämpfenden Ausschwingvorganges synchron laufender Steuerimpulse der Thyristoren. Wenn die Freiwerdezeit der Thyristoren größer als die halbe Schwingungsdauer des zu dämpfenden Ausschwingvorganges ist, werden für die Ansteuerung der Thyristoren nur kurze einmalige Steuerimpulse benötigt, die die Thyristoren mit Sicherheit zünden. Bedingt durch die große Freiwerdezeit zünden sie während des Überganges von der negativen zur positiven Schwingungshalbwelle ohne Gatezündimpuls selbständig wieder durch. Die Thyristoren bleiben so lange leitend, bis die Spannungsamplitude des Ausschwingvorganges durch die Dämpfung so klein geworden ist, daß die Halteströme unterschritten werden, und sie folglich sperren. Schwierigkeiten entstehen hier bei der Auswahl geeigneter Thyristoren mit großer Freiwerdezeit. Für den Einsatz eines Triacs als elektronischer Schalter gilt annähernd das gleiche wie für die Thyristoren. Da der Triac in dem Moment löscht, in dem der Anodenstrom den Haltestrom unterschreitet, und das ist im Wechselspannungsbetrieb bei jedem Nulldurchgang der Fall, müssen die Steuerimpulse synchron mit der Frequenz des zu dämpfenden Ausschwingvorganges bereitgestellt werden. Dazu ist aber ein größerer schaltungstechnischer Aufwand erforderlich.

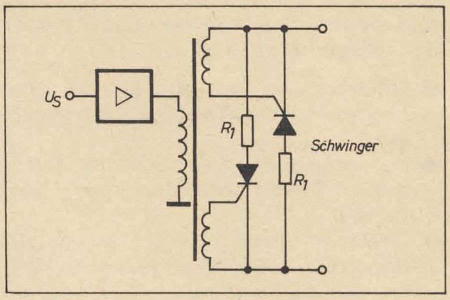


Bild 3: Thyristorschaltstufe zur Bedämpfung des Ultraschallschwingers

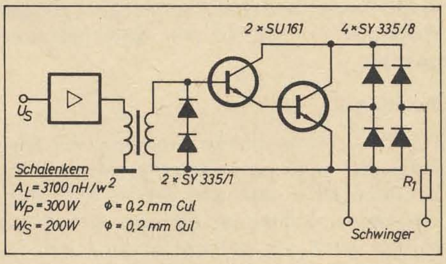


Bild 4: Transistorisierte Schaltstufe zur Bedämpfung des Ultraschallschwingers

Bild 4 zeigt die Schaltung einer erprobten Darlington-Transistorschaltstufe mit vorgeschaltetem Graetzgleichrichter, der die Spannung des Ultraschallschwingers für den Schalttransistor gleichrichtet. Der Ansteuerimpuls U_s, der verstärkt und induktiv übertragen wird, steuert den Transistorschalter während der Dämpfung des Ausschwingvorganges an. Schwierigkeiten bereitet die Übertragung zeitlich breiter Ansteuerimpulse durch deren induktive Einkopplung, so daß ihre Impulsbreite optimal geschaltet werden muß. Die Diodenkombination zwischen Basis und Emitter der Schalttransistoren begrenzt negative Spannungsspitzen und sorgt für eine symmetrische Belastung des Ansteuertransformators.

Aus der Laborerprobung dieser Schaltstufe ergab sich, daß eine Verkürzung des Ausschwingvorganges des Ultraschallschwingers zur Verbesserung der Empfindlichkeit und des Auflösungsvermögens der Hydroortungsanlage durch ihren Einsatz erreicht wird.

Literatur

[1] Buttgewitz, G.: Thyristorsteller hoher Frequenz für Ultraschalleinrichtungen. Symposium „Maritime Elektronik" der Universität Rostock, Sektion TE, Arbeitskreis Stell- und Steuersysteme. April 1974, S. 263–285

[2] Piezolan-Handbuch. Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf Thüringen 1972

[3] Berkowitz, E. J.: Thyristorwandler hoher Frequenz. Leningrad: Verlag Energija 1973

Schaltkreise der Sensortechnik

Dipl.-Ing. BERND MALINA

Mitteilung aus dem
VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt

Viele Geräte, besonders aus dem Bereich der Konsumgüterelektronik, sind heute mit Sensorschaltern ausgerüstet. Mit derartigen Tasten entfallen jegliche mechanische Kontakte, die oft zu Störungen wie Krachen oder Aussetzen führen. Durch den rein elektronischen Aufbau erhöht sich die Zuverlässigkeit. Die für diese Technik benötigten IS werden in diesem Beitrag vorgestellt.

U 710 D, U 711 D

Die IS U 710 ist in Verbindung mit dem Typ U 711 D eine Weiterentwicklung des vom VEB Funkwerk Erfurt seit einigen Jahren produzierten Sensorschaltkreises U 700 D. Das erfolgte im Hinblick auf

- Erhöhung der Kanalzahl auf die international übliche Anzahl von acht Kanälen
- Erweiterungsfähigkeit auf 16 Kanäle durch Zusammenschalten von zwei U 710 D
- Einsatz in einem künftigen System von Fernsteuer- und Bildeinblendschaltkreisen und die damit notwendige binär kodierte Informationsausgabe.

Die Schaltkreise U 710 und U 711 D werden in MOS-Hochvolttechnik in einem 16poligen Plastgehäuse mit 7,5 mm Reihenabstand gefertigt.

Funktion

Die IS U 710 D enthält drei Speicher-Flip-Flops, die über eine Eingangsmatrix durch Berühren eines der acht Berührungstasteneingänge parallel im gewünschten Kanal setzbar sind. Ein weiterer Eingang ermöglicht ein serielles Durchtakten der drei als Ringzähler geschalteten Flip-Flops. Die Ausgabe der Kanalinformation erfolgt binär kodiert über Gegentaktausgangsstufen. Die äußere Beschaltung sowie die Zusammenschaltung zur 16-Kanal-Variante sind aus den Bildern 1 und 2 ersichtlich. Die unterschiedliche Belegung des Anschlusses e_{VL} in der 16-Kanal-Variante realisiert in Verbindung mit dem Pegel und der Pegeländerung am Anschluß a_4 das Zusammenspiel von zwei U 710 D. Es ergibt sich die Zuordnung von Kanalzahl und Ausgangskodierung nach Tafel 1.

Der Ausgang a_4 wird in der 8-Kanal-Variante fest mit Bulk verbunden. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung wird durch eine Schaltungsmaßnahme im Schaltkreis der Vorzugszustand HHHH (Kanalstelle 1) gewählt.

Die technischen Daten sind in der Tafel 2 zusammengestellt.

Der Einsatz der IS U 711 D erfolgt zur Dekodierung der Ausgangsinformation der U 710 D. Die Ein-Transistor-Ausgangsstufen schalten die Abstimmspannung und über Schalttransistoren die Spannung für die Schaltdioden der Bereichsumschaltung sowie für die Anzeigelampen. Die logische Funktion der U 711 D ist der Tafel 3 zu entnehmen. Es ergibt sich ein Durchschalten von jeweils einem Open-Drain-Ausgang des Schaltkreises in den entsprechenden Zuständen. Eine Belegung $e_{VL} = -U_1$ und

Tafel 1: Zählerausgangsinformationen

Zustand	Ausgangsinformation A_1	A_2	A_3	A_4
1	H	H	H	H
2	L	H	H	H
3	H	L	H	H
4	L	L	H	H
5	H	H	L	H
6	L	H	L	H
7	H	L	L	H
8	L	L	L	H
9	H	H	H	L
10	L	H	H	L
11	H	L	H	L
12	L	L	H	L
13	H	H	L	L
14	L	H	L	L
15	H	L	L	L
16	L	L	L	L

Tafel 3: Dekodereingangsinformationen

Zustand	Eingangsinformation E_1	E_2	E_3	E_4
1	H	H	H	H
2	L	H	H	H
3	H	L	H	H
4	L	L	H	H
5	H	H	L	H
6	L	H	L	H
7	H	L	L	H
8	L	L	L	H
9	H	H	H	L
10	L	H	H	L
11	H	L	H	L
12	L	L	H	L
13	H	H	L	L
14	L	H	L	L
15	H	L	L	L
16	L	L	L	L

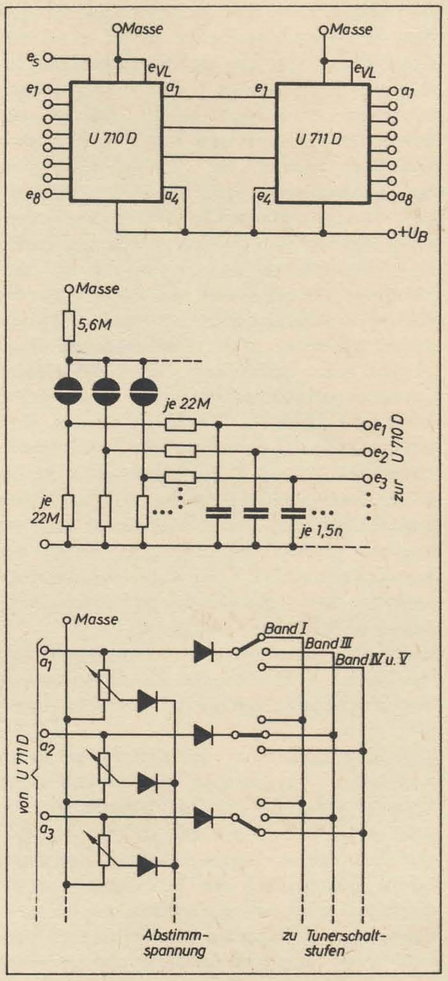


Bild 1: Außenbeschaltung der IS U 710 D

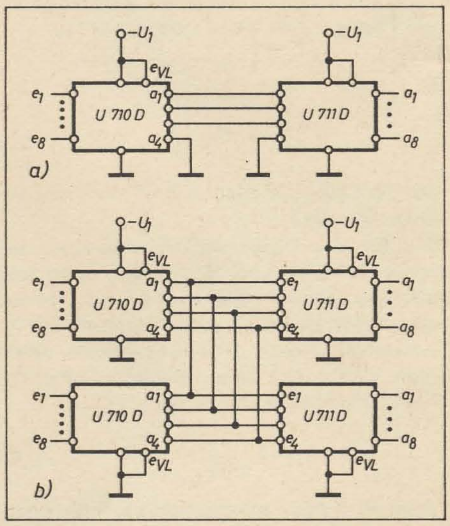


Bild 2: a) 8-Kanal-Variante; b) 16-Kanal-Variante

Tafel 2: Technische Daten der IS U 710 D

Betriebsspannungen $-U_1 = 27\,^{+1}_{-2}$ V, $U_0 = 0$ V

Elektrische Kennwerte bei $\vartheta_a = 25$ °C	
Eingangsspannungen	
$-U_{eH}$ in V	$\leqq 2$
$-U_{eL}$ in V	$\geqq 9$
Ausgangsspannungen	
$-U_{aH}$ in V bei $R_L = 100$ kΩ	$\leqq 1$
$-U_{aH}$ in V bei $-I_a = 1$ mA	$\leqq 3$
$-U_{aL}$ in V bei $R_L = 100$ kΩ	$\geqq 10$
$-U_{aL}$ in V bei $-I_a = 1$ mA	$\geqq 9$
Statische Stromaufnahme	
$-I_1$ in mA bei $I_a = 0$	$\leqq 2$
Fernsteuerimpuls	
Anstiegszeit t_1 in µs	$\leqq 10$
Impulsdauer t_2 in µs	60...200
Grenzwerte	
Betriebsspannung U_1 in V bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C	$-31...+0{,}3$
Eingangsspannung U_e in V bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C	$-25...+0{,}3$*
Eingangsfehlstrom $-I_e$ in µA bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C, $-U_e = 10$ V	0,5
Betriebsumgebungstemperatur ϑ_a in °C	0...+70
Lagerungstemperatur ϑ_s in °C	$-55...+125$

* Kann beim Einschalten (Berühren der Sensortaste) über einen $R_v = 22$ MΩ an U_1 gelegt werden.

Tafel 4: Technische Daten der IS U 711 D

Betriebsspannung $-U = 27\,^{+1}_{-2}$ V

Elektrische Kennwerte bei $\vartheta_a = 25$ °C	
Eingansspannungen	
$-U_{eH}$ in V	$\leqq 2$
$-U_{eL}$ in V	$\geqq 9$
Ausgangsspannungen	
$-U_{aH}$ in V bei $R_L = 100$ kΩ	$\leqq 0{,}5$
$-U_{aH}$ in V bei $-I_a = 3$ mA	$\leqq 2$
statische Stromaufnahme	
$-I_1$ in mA bei $I_a = 0$	$\leqq 1$
Temperaturdrift der Ausgangsspannung $(U_1 - U_{aH})/\vartheta_a$ in mV/K	
bei $\vartheta_a = 10...50$ °C, $R_L = 100$ kΩ	$\leqq 1$
Grenzwerte	
Betriebsspannung U_1 in V bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C	$-31...+0{,}3$
Eingangsspannung U_2 in V bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C	$-25...+0{,}3$
Belastbarkeit der Ausgänge $-I_a$ in mA bei $\vartheta_a = 0...+70$ °C	3
Betriebsumgebungstemperatur ϑ_a in °C	0...+70
Lagerungstemperatur ϑ_s in °C	$-55...+125$

e_4 = L oder e_{VL} = Bulk und e_4 = H ergibt eine Sperrung aller Ausgänge.
Die technischen Daten der IS U 711 D sind in der Tafel 4 enthalten.

Anwendungsmöglichkeiten

Die IS U 710 D ist in Verbindung mit der U 711 D als Programmwahlschaltkreis zur Anwahl der Senderspeicher in Fernseh- und Rundfunkgeräten vorgesehen. Durch den Einsatz dieser Schaltkreise anstelle von mechanischen Tastensätzen wird eine Erhöhung des Bedienkomforts und der Zuverlässigkeit erreicht. Außerdem wird damit die Möglichkeit zur Fernbedienung geschaffen. In der U 710 D befinden sich acht Kanäle statt der sechs in der U 700 D.
Eine weitere Gebrauchswerterhöhung ist die Erweiterbarkeit auf 16 Kanäle, wobei Seriell- und Parallelbetrieb sowie die Vorzugslage beim Einschalten ohne Einschränkungen erhalten bleiben. Zweifelsohne wird die maximale Kapazität von 16 Kanälen erst dann zur Geltung kommen, wenn Kabelfernsehen, territorial untergliederte Regionalinformationen wie Wetterdienste und ähnliches sowie der Videorecorderanschluß an jedem Fernsehgerät neue Maßstäbe für den Fernsehempfang setzen.

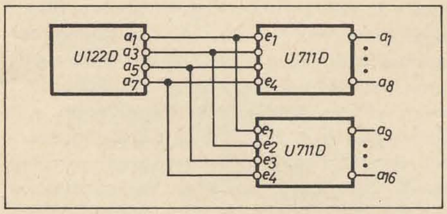


Bild 3: Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren mit U 711 D

An den Ausgängen der U 710 D liegt binär kodiert der jeweilig durchgeschaltete Kanal an. Mit der IS U 711 D erfolgt die Dekodierung der binär kodierten Ausgangsinformation der U 710 D auf 1 aus 8. Die Ausgänge der U 711 D schalten über Tranistorstufen die Abstimmspannung für den Tuner und in Fernsehgeräten die Spannung für die Schaltdioden der Bereichsumschaltung. Die an den Ausgängen der U 710 D zur Verfügung stehende binär kodierte Information kann zur Ansteuerung für Kanaleinblendungen im Fernsehbild verwendet werden. Die dazu notwendigen LSI-Schaltkreise werden im Hinblick auf maximale Ausnutzung der Schaltkreisanschlüsse vielfach mit binär kodierten Signalen angesteuert.
Die Dekodierschaltung U 711 D läßt sich neben ihrer Verwendung in Verbindung mit der U 710 D zur Lösung anderer schaltungstechnischer Aufgaben einsetzen. Als Beispiel soll hier das Zusammenwirken mit dem integrierten Zähler U 122 D zur Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren dienen. Der U 122 D besitzt binär kodierte Ausgangssignale, sein Zählbereich reicht von 0 bis 15, so daß zur Dekodierung zwei U 711 D notwendig sind. Die Ausgänge der U 711 D können dann über entsprechend ausgelegte Transistorschaltstufen die Katoden von Ziffernanzeigeröhren ansteuern. Bild 3 zeigt die prinzipielle Schaltung dieser Anordnung.

U 705 D

Die IS U 705 D beinhaltet einen universellen, TTL-kompatiblen 4-Kanal-Sensorschaltkreis in p-Kanal-MNOS-Technik. Sie befindet sich in einem 24poligen Plastgehäuse mit einem Reihenabstand von 15 mm.

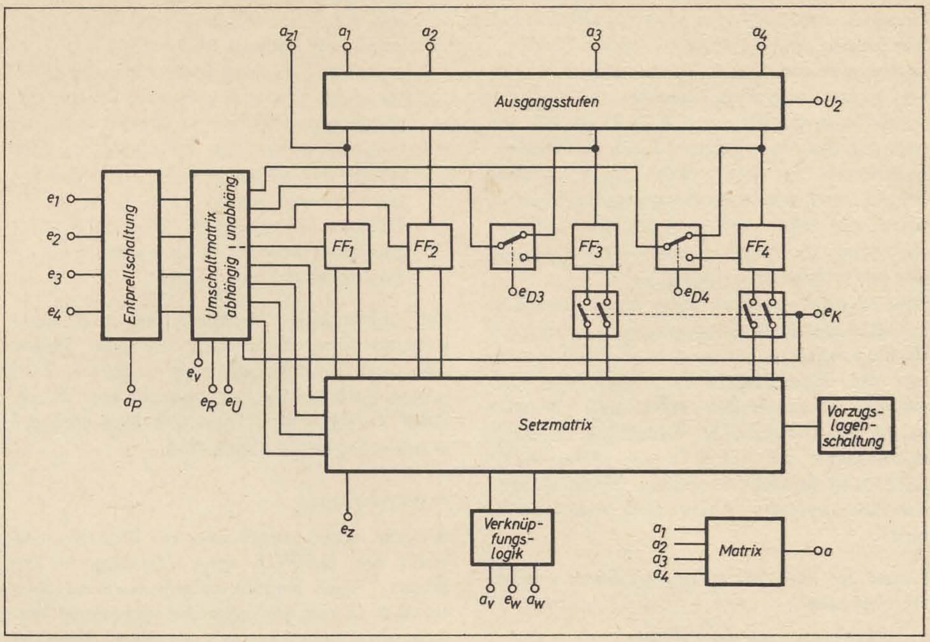


Bild 4: Prinzipschaltung der IS U 705 D

Tafel 5: Eingangsbelegung der IS U 705 D

Funktion	a_W	a_V	a_G	e_Z	e_{D3}	e_{D4}	e_W	e_R	e_V	e_K	a_N	a_{Z1}
1.1.	—	—	–	H	H	H	H	H	H	L	L	—
1.2.	—	—	—	H	L	L	H	H	H	L	L	—
2.1.	¹)	verbunden	—	H	H	H	¹)	L	H	L	H	—
2.2.	¹)	verbunden	—	H	H	H	¹)	an a_{Z1}	⁴)	L	H	an e_R
2.3.	¹)	verbunden	²)	³)	H	H	¹)	²)	H	L	H	—
3.1.	¹)	verbunden	–	H	H	H	¹)	L	H	H	H	—
3.2.	¹)	verbunden	–	H	L	L	¹)	L	H	H	H	--
3.3.	¹)	verbunden	—	H	H	H	¹)	an a_{Z1}	⁴)	H	H	an e_R
3.4.	¹)	verbunden	—	H	L	L	¹)	an a_{Z1}	⁴)	H	H	an e_R

¹) an erster IS e_W = H, restliche $a_{Wn} = e_{Wn+1}$
²) alle a_G mit e_R verbunden
³) Impuls zur Entriegelung
⁴) an erster IS e_V = L, restliche e_{VN} = H

Funktion

Die IS U 705 D wurde für den Einsatz in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik und in der Konsumgüterelektronik zur Ablösung von mechanischen Tastensätzen konzipiert. Sie besitzt Berührungstasteneingänge, Speicher-Flip-Flops und TTL-kompatible Ausgänge. Durch die TTL-kompatiblen Eingänge e_{N3}, e_U, e_{04}, e_N, e_R, e_V, e_Z, die wahlweise von außen mit H- oder L-Potential belegt werden, lassen sich sämtliche Tastenfunktionen, die von konventionellen mechanischen Tasten ausgeführt werden können, realisieren. Es können bis zu 20 Schaltkreise U 705 D miteinander verkettet werden.
Die Wirkungsweise der U 705 D ist im Bild 4 anhand des Blockschaltbildes dargestellt. Die Schaltung besitzt eine eingangsseitige Entprellschaltung, die bei Beschaltung des Anschlusses a_P mit einem Kondensator eine Entprellzeit von 20 ms realisiert. Die nachfolgende Setzmatrix dient zur Umschaltung der abhängigen bzw. unabhängigen Betriebsarten über die Eingänge e_V, e_U, e_R, e_K. Diese Eingänge werden dann entsprechend der Tafel 5 mit Logikpegeln belegt. In der unabhängigen Betriebsart werden die Flip-Flops mit jeder H-L-Flanke direkt umgeschaltet. Die Flip-Flops FF_3 und FF_4 sind durch L-Pegel an e_{D4} und e_{D3} überbrückbar. Dadurch können unabhängige, nichtrastende Tastenfunktionen realisiert

Tafel 6: Vorläufige technische Daten der IS U 705 D

Betriebsspannungen
$-U_1 = 17 \pm 1$ V, $-U_2 = 13 ^{+0,5}_{-1,5}$ V (MOS),
$+U_2 = 5 \pm 0,25$ V, $-U_1 = 12 \pm 1$ V (TTL)

Elektrische Kennwerte bei ϑ_a = 25 °C	
Eingangsspannungen	
$-U_{eH}$ in V	≦ 2¹)
	≦ 2²)
$-U_{eL}$ in V	≧ 4,35¹)
	≦ 18,25¹)
	≧ 9²)
Ausgangsspannungen³)	
$-U_{aL}$ in V bei R_L = 100 kΩ	≧ U_2 + 0,2 V
$-U_{aL}$ in V bei I_a = 1,6 mA	≧ U_2 + 0,4 V
$-U_{aH}$ in V bei R_L = 100 kΩ	≦ 0,5
$-U_{aH}$ in V bei $-I_a$ = 0,5 mA	≦ U_2 + 2,4 V
Entprellzeit t_P in ms	≧ 10
Schaltverzögerung t_S in μs	≦ 100
Ausgangsimpulse t_{HL}, t_{LH} in μs	≦ 1
Grenzwerte	
Betriebsspannung	
U_1 in V bei ϑ_a = 0...+70 °C	−20...+0,3
U_2 in V bei ϑ_a = 0...+70 °C	−15...+0,3
Eingangsspannung	
U_e in V bei ϑ_a = 0...+70 °C	−20...+0,3
Betriebsumgebungstemperatur ϑ_a in °C	0...70
Lagertemperatur ϑ_s in °C	−55...+125

¹) gültig für TTL-kompatible Eingänge e_{D3}, e_{D4}, e_K, e_Z, e_U, e_V, e_R
²) gültig für MOS-Eingänge e_W, e_1, e_2, e_3, e_4
³) gültig für Ausgänge a_1, a_2, a_3, a_4

werden. In der abhängigen Betriebsart werden die Flip-Flops über eine Setzmatrix gesetzt. Dabei können über H-Pegel an e_K die Flip-Flops FF_3 und FF_4 von der Setzmatrix abgetrennt werden. Damit führen die Tasten 3 und 4 eine andere (unabhängige) Betriebsart als die Tasten 1 und 2.
Sollen mehrere Schaltkreise zu einer Tastatur zusammengefügt werden, so müssen diese über die Ein- und Ausgänge e_W, a_W und a_V der Verknüpfungslogik zusammengeschaltet werden. Über eine weitere Matrix wird aus den Ausgangssignalen a_1 bis a_4 ein Signal a_G gebildet, das zur Verriegelung der Eingänge auf den Eingang e_R der Umschaltmatrix gelegt wird.
Die Vorzugslagenschaltung sorgt beim Einschalten der Betriebsspannung für eine eindeutige Ausgangslage, d. h., beim Einschalten der Betriebsspannung sind alle Ausgänge ausgeschaltet (H-Pegel). Werden keine TTL-kompatiblen Ausgänge benötigt, dann kann die U 705 D als reine MOS-Schaltung betrieben werden. Dabei werden die Betriebsspannungen nach Tafel 6 angelegt.

Folgende Tastenfunktionen können realisiert werden:

1. Unabhängige Betriebsart
1.1. entsprechend rastenden Tasten; vier Tasten unabhängig rastend
1.2. entsprechend nichtrastenden Tasten; zwei Tasten unabhängig rastend (e_1, e_2) zwei Tasten unabhängig nichtrastend (e_3, e_4)
2. Abhängige Betriebsart
2.1. vier Tasten abhängig rastend
2.2. ein Eingang (e_1) kann alle anderen Eingänge verriegeln, nochmaliges Betätigen dieses Eingangs entriegelt alle weiteren Eingänge
2.3. ein Eingang (e_1 bis e_4) verriegelt alle abhängigen Eingänge einschließlich seiner selbst; über den Eingang e_Z kann durch einen Impuls die Verriegelung aufgehoben werden
3. Abhängige und unabhängige Betriebsart
3.1. je Schaltkreis zwei Tasten abhängig rastend (e_1 und e_2) und zwei Tasten unabhängig rastend (e_3 und e_4)
3.2. je Schaltkreis zwei Tasten abhängig rastend (e_1 und e_2) und zwei Tasten unabhängig nichtrastend (e_3 und e_4)
3.3. Eingang e_1 verriegelt Eingang e_2, Eingänge e_3 und e_4 arbeiten als unabhängig rastende Tasten
3.4. Eingang e_1 verriegelt Eingang e_2, Eingänge e_3 und e_4 arbeiten als unabhängig nichtrastende Tasten.

Bei abhängigen Betriebsarten sind beim gleichzeitigen Berühren mehrerer Tasten oder im Umschaltfall nicht mehrere Ausgänge gleichzeitig durchgeschaltet. In der Tafel 7 sind noch einmal alle Betriebsarten zusammengefaßt dargestellt.

Anwendungen

Wegen ihrer verschiedenen Betriebsarten kann die U 705 D sehr vielseitig in der Steuer- und Regelungstechnik eingesetzt werden. Durch die mögliche wahlweise Verknüpfung zwischen den einzelnen Kanälen ergeben sich eine Vielzahl von Anwendungen, die mit üblichen mechanischen Tastensätzen nur teilweise bzw. nur unter Verwendung zusätzlicher logischer Schaltelemente realisierbar sind. Hierzu ist die Möglichkeit der Verriegelung in der abhängigen Betriebsart zu nennen. Mit ihr wird es möglich sein, alle gewählten Schaltzustände durch einen Berührungsimpuls in die Ausgangslage zu versetzen. Diese Forderung ergibt sich oftmals in automatisierten Prozessen, beispielsweise, wenn eine Maschine in einem fest ablaufenden Prozeß ausfällt und alle Geräte in einen Ruhestand versetzt werden. Ähnlich kann bei der Bedienung einer Maschine, bei der bestimmte Teilprozesse manuell gesteuert werden, diese durch einmalige Betätigung der Entriegelung zurückgesetzt werden. Vorstellbar ist diese Betriebsart auch bei einer Anwendung als Nottaster.

Tafel 7: Betriebsarten der U 705 D

Betriebsart		Tastenfunktion der Eingänge e_1	e_2	e_3	e_4
unabhängig	1.1.	U/R	U/R	U/R	U/R
	1.2.	U/R	U/R	U/N	U/N
abhängig	2.1.	A/R	A/R	A/R	A/R
	2.2.	A/R[1])	A/R[1])	A/R[1])	A/R[1])
	2.3.	A/R[2])	A/R[2])	A/R[2])	A/R[2]
kombiniert	3.1.	A/R	A/R	U/R	U/R
	3.2.	A/R	A/R	U/N	U/N
	3.3.	A/R	A/R	U/R	U/R
	3.4.	A/R	A/R	U/N	U/N

U = unabhängige Tastenfunktion
A = abhängige Tastenfunktion
R = rastende Tastenfunktion
N = nichtrastende Tastenfunktion

[1]) Eingang e_1 verriegelt alle weiteren abhängigen Eingänge, nochmaliges Betätigen dieses Eingangs entriegelt wieder
[2]) Jeder Eingang verriegelt alle abhängigen Eingänge und sich selbst, über einen Impuls an e_Z wird Verriegelung aufgehoben

Neben der Anwendung in der industriellen Elektronik läßt sich die U 705 D in Geräten der Konsumgüterelektronik einsetzen. Hierzu soll als Beispiel die Verwendung in einem Kassettentonbandgerät dienen. Bild 5 zeigt einen Auszug aus der Schaltung der Laufwerksteuerung eines solchen hochwertigen Kassettengerätes. Wie die Schaltung zeigt, werden sämtliche Verriegelungen und Verknüpfungen, die in bisherigen Laufwerken teilweise mechanisch realisiert werden, durch geeignete logische Verknüpfungen mit der U 705 D erreicht. Die Betätigung der Gerätefunktionen erfolgt nur durch Schließen eines elektrischen Kontaktes, wodurch wesentlich geringere Betätigungskräfte notwendig sind und sich die Zuverlässigkeit erhöht. Selbstverständlich rechtfertigt der relativ hohe Aufwand den Einsatz nur in Spitzengeräten.

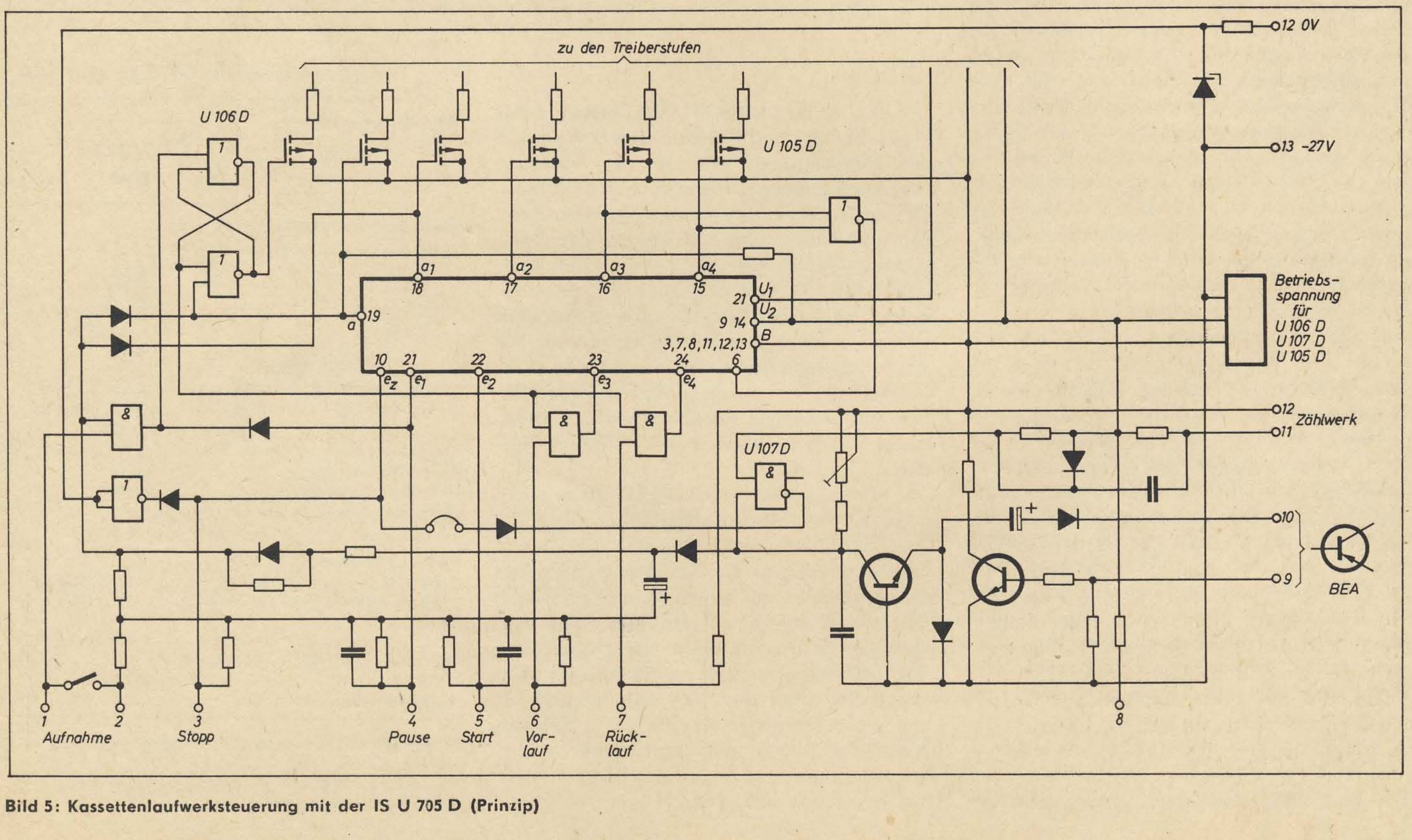


Bild 5: Kassettenlaufwerksteuerung mit der IS U 705 D (Prinzip)

Ansteuerung mehrstelliger Ziffernanzeigen in Mikrorechnersystemen

Dipl.-Ing. RAINER BAUCH

Mitteilung aus dem VEB Numerik „Karl Marx" Karl-Marx-Stadt

Speziell für das numerische Steuersystem auf Mikrorechnerbasis CNC 600 vom VEB Numerik „Karl Marx" wurde die beschriebene Ansteuerschaltung einer mehrstelligen Ziffernanzeige mit Vorzeichen bzw. Hexadezimalanzeige entwickelt, wobei die Anzeige an einen 8-Bit-organisierten Mikrorechnerbus angeschlossen werden kann.

Im folgenden soll eine Schaltung vorgestellt werden, die für den Multiplexbetrieb einer maximal 16stelligen Siebensegmentziffernanzeige mit oder ohne programmierbarem Vorzeichen bzw. einer ebenfalls maximal 16stelligen Hexadezimalanzeige geeignet ist. Die Anzeige kann an einen 8-Bit-organisierten Mikrorechnerbus angeschlossen werden (U 808, 8080, Z 80 u. ä.). Als Software-Hardware-Schnittstelle wird nur ein Datenausgabekanal benötigt. Um das zu ermöglichen, werden die Ausgabedaten vom Mikrorechner wie im Bild 1 gezeigt aufbereitet und an die Anzeige ausgegeben. Ein Datenbyte beinhaltet folglich sowohl die Anzeigeinformation als auch ihren Stellenwert in der Anzeige.

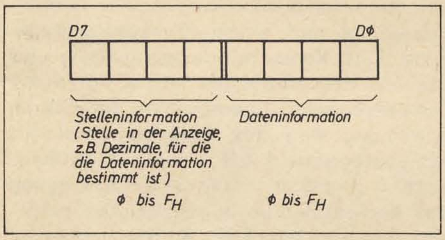


Bild 1: Aufbau des auszugebenden Datenbytes

Die schaltungstechnische Lösung soll am Prinzipschaltbild Bild 2 erläutert werden.

Als Torschaltkreis kommt hier ein programmierbarer Ein- und Ausgabeschaltkreis (PIO) zum Einsatz, von dem nur PORT A benötigt wird. Kern der Schaltung ist ein 16 × 4-Bit-organisierter TTL-RAM (z. B. К 155 РУ 2, SN 7489). Jeder der 4-Bit-RAM-Zellen ist die Anzeigeinformation (Ziffer, Symbol, Buchstabe) einer durch die Adreßleitungen A3 bis A0 definierten Anzeigestelle zugeordnet. Gibt der Rechner über den Anzeigekanal Daten an die Anzeige aus, wird der READY-Ausgang der PIO auf H-Potential gelegt. Dadurch wird der Eingabeschalter (D 150, 8216) freigegeben, über den die vier höherwertigen Datenbits an die Adreßeingänge des RAM angelegt werden. Die vier niederwertigen Datenbits werden unmittelbar an die Dateneingänge gegeben. Durch die H-L-Flanke des READY-Impulses wird die Einimpulsschaltung (D 174) aktiviert, die dann das Einschreiben der Daten und gleichzeitig das Rücksetzen von READY über den STROBE-Eingang der PIO bewirkt. Der Eingabeschalter wird gesperrt, und die Adressen werden nunmehr über den freigeschalteten Multiplexschalter an den RAM angelegt. Während der Datenausgabe (READY auf H-Potential) wird die Anzeige zur Unterdrückung von Einschreibstörungen dunkelgesteuert. Der Grundtakt für den Multiplexbetrieb wird mit einem niederfrequenten Taktgenerator erzeugt bzw. aus dem Systemtakt des Rechners über Teiler (z. B. К 155 ИЕ 8) abgeleitet.

Auf die Adreßeingänge des RAM schaltet der Multiplexschalter die aktuelle Adresse, die durch den Zähler generiert wird. Daraufhin stellt dieser die dazugehörige Dateninformation bereit, die durch einen Segmentdekoder, dessen Segmentansteuereingänge gegebenenfalls über Segmentverstärker (SN 75450, KFY 18 o. ä.) getrieben werden und der alle Stellen der Anzeige parallel ansteuert (z. B. D 146), dekodiert wird. Die Zählerausgänge werden entsprechend den RAM-Adressen auf einen Adreßdekoder (MH 7442, SN 74154) geschaltet, der die aktuelle Stellenadresse dekodiert. Diese wird anschließend verstärkt und der dekodierten Dateninformation zugeordnet.

Die hier beschriebene Anzeigeschaltung wurde speziell für die Mikrorechnersteuerung CNC 600 vom VEB Numerik „Karl Marx" entwickelt und dient zur Ansteuerung einer 8stelligen Wegeanzeige mit Vorzeichen. Als Anzeigeelemente kommen Anzeigeelemente VQB 84 und VQB 85 zum Einsatz. Die Anzeige wird im vorliegenden Fall an das Mikrorechnersystem K 1520 angeschlossen.

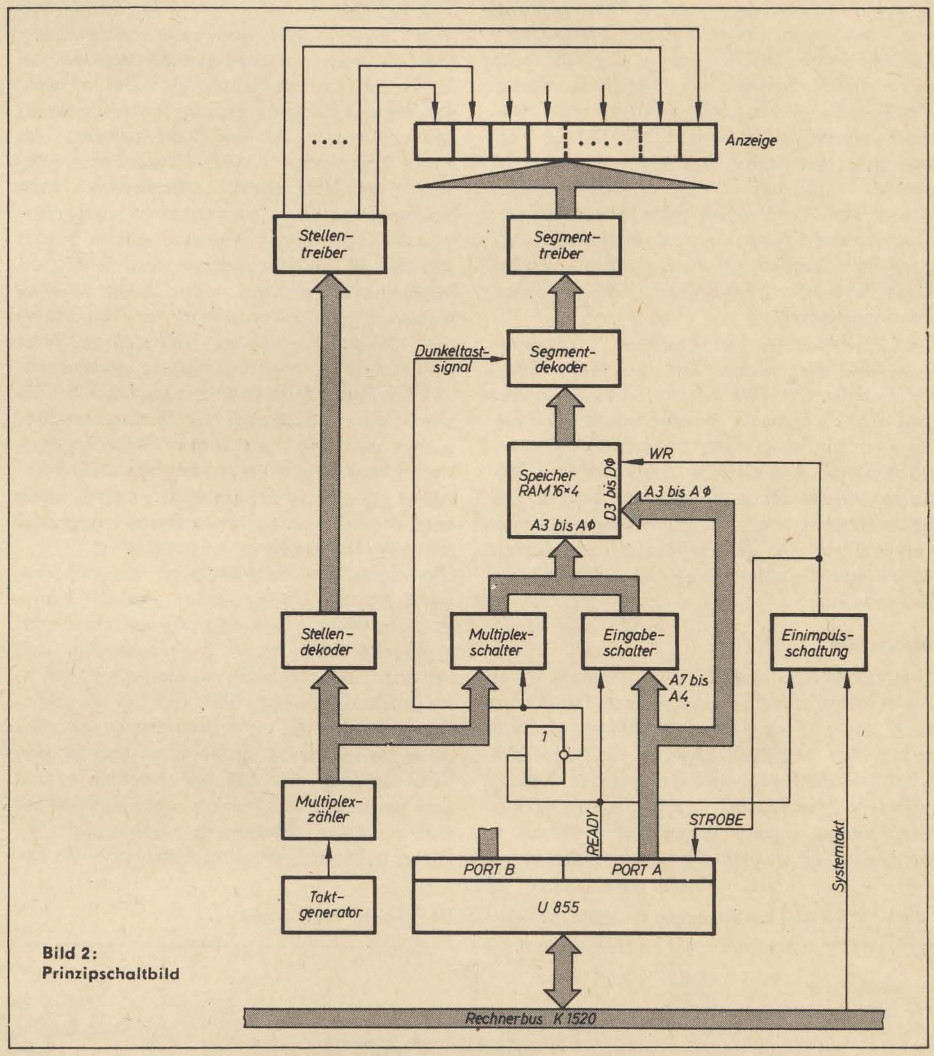


Bild 2: Prinzipschaltbild

Ing. f. ind. Elektronik,
29, z. Z. Entwicklung v. BE für Heimelektrik, sucht interess. Tätigkeit in Entwicklung, Labor, Service oder Meßtechnik (Bes. Int. für Heimelektronik).

Angebote mit Gehaltsangabe an
TK 5813 DEWAG, 1054 Berlin

Demodulationsverfahren für Magnetschichtspeicher mit hohen Speicherdichten

DIETER WEISSE,
ULRICH ENGELMANN und
KARL-HEINZ SCHMELOVSKY

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik der Akademie der Wissenschaften der DDR

Bereits in [1] wurde für ein seriell aufgezeichnetes Split-Phase-Signal, wie z. B. Diphase-Signal oder Richtungstaktschrift, ein Demodulationsverfahren beschrieben. Sehr hohe Speicherdichten sind durch Anwendung der Kodeart Delay-Modulation, wie z. B. Miller-Kode, möglich. In diesem Beitrag wird ein Demodulationsverfahren vorgestellt, das sowohl für Split-Phase- als auch Delay-Modulations-Signale anwendbar ist. Das Verfahren ist für Blockaufzeichnung geeignet.

In [1] wurde durch Vergleich der dargestellten PCM-Kodes deutlich, daß bei Verwendung des Miller-Kodes wesentlich weniger Pegeländerungen auftreten als bei Verwendung eines Diphase-Signals. Bei der Speicherung von Daten auf bewegten Magnetschichten erlaubt somit die Anwendung des Miller-Kodes unter normalen Betriebsbedingungen eine Verdoppelung der Bitrate bei gleicher Anzahl Flußwechsel auf der Magnetschicht. Erfolgt jedoch bei einem aufgezeichneten Diphase-Signal bereits eine sehr starke gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Wiedergabespannungsimpulse infolge Überlagerung, so läßt sich auch durch Anwendung des Miller-Kodes die Speicherdichte nicht mehr um den Faktor 2 vergrößern. So wird z. B. in [2] bei Verwendung des Miller-Kodes der Faktor 1,33 erreicht. Welcher Kode verwendet wird, richtet sich nach dem geforderten Anwendungsbereich. Der Miller-Kode erlaubt höhere Speicherdichten, besitzt allerdings infolge fehlender Flußwechsel eine geringere Fehlersicherheit.

Das im folgenden beschriebene Demodulationsverfahren wurde für den Miller-Kode entwickelt. Die Gewinnung des Bittaktes und die Rückgewinnung der Information erfolgt dabei aus dem entzerrten Wiedergabesignal. Aus diesem Grund ist das Verfahren auch für ein aufgezeichnetes Diphase-Signal und für Richtungstaktschrift verwendbar, für diese beiden Schriftarten ist es jedoch ungünstiger als das in [1] beschriebene.

Modulator

Die Schaltung und den Impulsplan eines Modulators zur Erzeugung des Miller-Kodes aus dem anliegenden NRZ-Signal zeigt Bild 1. Aus dem NRZ-Signal 1 und dem Bittakt 3 erhält man durch Antivalenzbildung Signal 4. Um Nadelimpulse zu vermeiden, wird dieses Signal einem Schieberegister zugeführt, an dessen Takteingang der doppelte Bittakt 2 anliegt. Die steigende Flanke im Ausgangssignal des Schieberegisters 5 kippt jeweils das darauffolgende Flip-Flop um. Das Ausgangssignal des Flip-Flops 6 stellt dann den Miller-Kode dar.

Dieser Modulator eignet sich auch zur Erzeugung von Richtungstaktschrift, die im Bild 1 als Signal 5 dargestellt ist. Ein Modulator zur Erzeugung eines Diphase-Signals wurde bereits in [3] angegeben.

Demodulator

Soll bei Verwendung des Miller-Kodes aus dem Wiedergabesignal die Information (NRZ-Signal) zurückgewonnen werden, so muß zunächst der Bittakt gebildet werden. Da Pegeländerungen beim Miller-Kode im Abstand von 1; 1,5 und 2 bit auftreten, ist eine Amplituden- und Phasenentzerrung des Wiedergabesignals erforderlich. Nach Begrenzung dieses entzerrten Wiedergabesignals liegt dann das ursprüngliche Signal vor, das je nach Laufeigenschaften des Informationsträgers ein mehr oder weniger starkes Jitter aufweist. Wird zur Demodulation dieses Signals ein Phasenregelkreis verwendet, so muß die Steuerspannung für den spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) möglichst proportional zur Phasenverschiebung zwischen entzerrtem Wiedergabesignal und Bittakt verlaufen. Der VCO kann dabei nur dann nachgeregelt werden, wenn eine Pegeländerung im entzerrten, begrenzten Wiedergabesignal vorhanden ist.

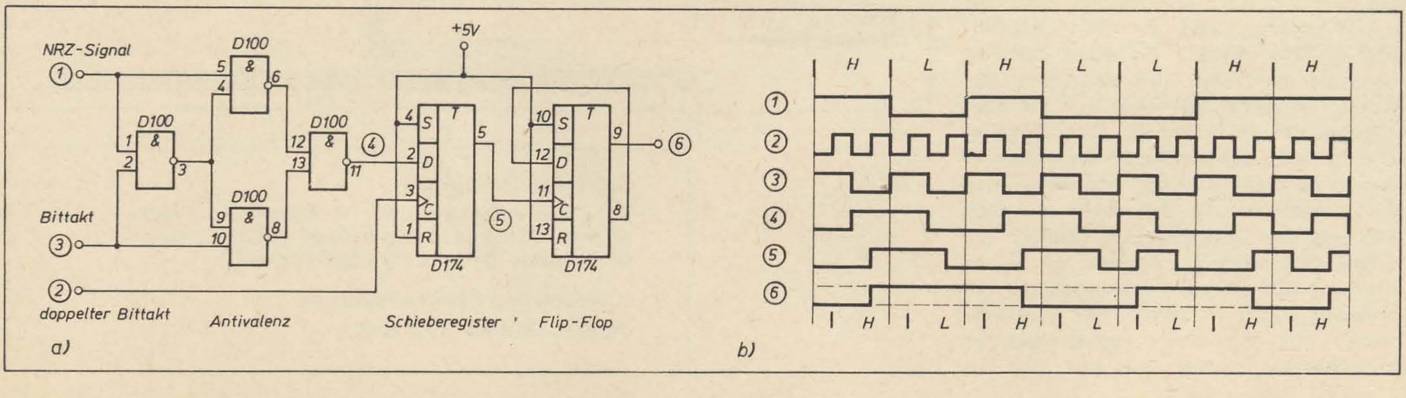
Die eigentliche Schwierigkeit bei der Verwendung des Miller-Kodes besteht darin, daß bei einem L-Bit, das sich zwischen zwei H-Bits befindet, keine Pegeländerung vorhanden ist. Deshalb wurde eine Schaltungsanordnung gewählt, die bei Pegeländerungen immer eine der Phasenverschiebung proportionale Steuerspannung für den VCO erzeugt und bei Nichtvorhandensein von Pegeländerungen als Steuerspannung eine mittlere Spannung einblendet [4]. Diese mittlere Spannung entspricht der bei einer Phasenverschiebung Null vorhandenen Spannung.

Die Steuerspannung für den VCO wird in einer Bewertungslogik aus zwei Signalen erzeugt. Das eine Signal, im folgenden mit e bezeichnet, wird zum Zeitpunkt des Nulldurchganges des entzerrten Wiedergabesignals erzeugt. Die Zeitdauer dieser variablen Nullimpulse ist abhängig von der Phasenverschiebung. Diese Zeitdauer wird bewertet. Das andere logische Signal, im folgenden mit g bezeichnet, ist unabhängig von der Phasenverschiebung, aber ebenfalls abhängig vom Informationsinhalt.

Das Blockschaltbild des realisierten Demodulators zeigt Bild 2. Das entzerrte Wiedergabesignal wird einem Komparator zugeführt. Das Komparatorausgangssignal (a) wird mit dem doppelten Bittakt (c) in das Schieberegister 1 übernommen. Zur Bittaktgewinnung wird das Ausgangssignal des Schieberegisters 1 (d) auf die Antivalenzstufe 1 gegeben, deren anderer Eingang das Komparatorausgangssignal (a) erhält. Das Ausgangssignal der Antivalenzstufe (e) entspricht dann den variablen Nullimpulsen, die an einem Eingang der Bewertungslogik anliegen. Die Zeitdauer dieser Impulse beträgt ohne Phasenverschiebung 1/4 bit.

Zur Erzeugung des Signals g werden das Ausgangssignal der Antivalenzstufe 1 (e) durch den doppelten Bittakt (c) in das Schieberegister 2 übernommen und das Ausgangssignal von Schieberegister 2 (f) durch eine UND-Verknüpfung mit dem doppelten Bittakt (c) zusammengefaßt. Das Ausgangssignal der Bewertungslogik (h) weist die drei Pegel U_L, U_M und U_H auf, wobei die Bewertung entsprechend der Funktionstabelle (s. Bild 7) erfolgt. Das Ausgangssignal der Bewertungslogik wird über ein Filter und einen nachgeschalteten Begrenzer, der als Verstärker wirkt, zur Steuerung des VCO verwendet. Der VCO schwingt auf der achtfachen Frequenz des

Bild 1: Modulator zur Erzeugung des Miller-Kodes. a) Schaltung; b) Impulsplan



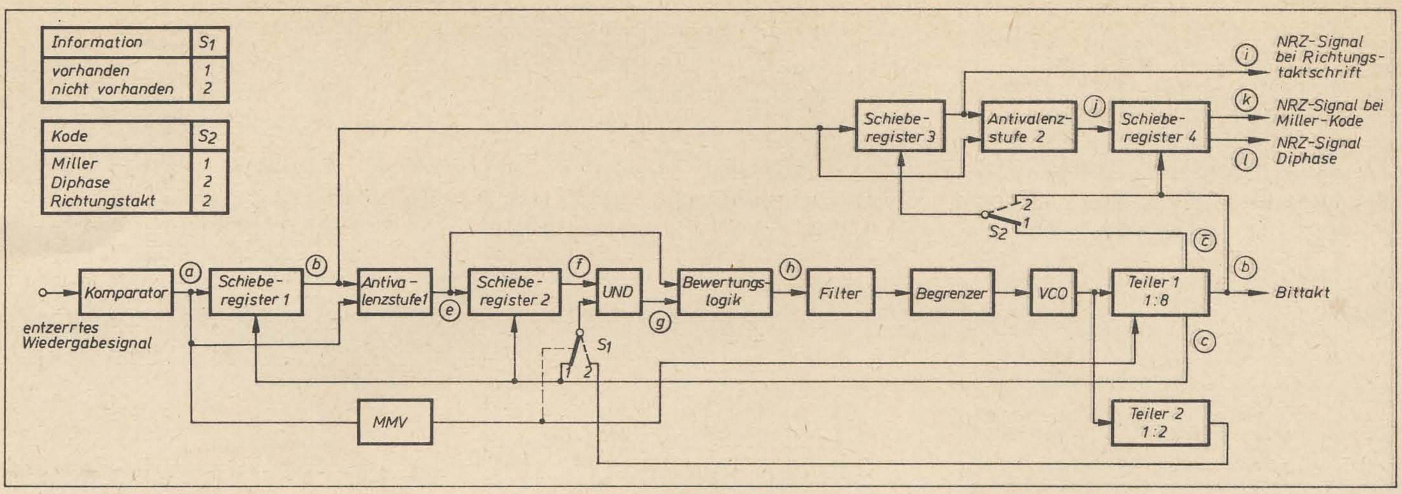


Bild 2: Blockschaltbild des Demodulators für Miller-Kode, Diphase-Signal und Richtungstaktschrift

Bittaktes. Am Ausgang des dem VCO nachgeschalteten Teilers 1 steht dann der Bittakt (b) zur Verfügung, außerdem werden die doppelten Bittakte (c) und ($\bar{c}$) gebildet.

Der retriggerbare Multivibrator (MMV) wird bei Blockanfang mit der ersten L-H-Flanke von Signal a angestoßen. Dabei ist es günstig, daß der Komparator außer einer Hysterese eine verschiebbare Schwelle besitzt. Als Haltezeit des MMV wurde etwa 10 bit gewählt. Das Ausgangssignal des MMV ist das Resetsignal für Teiler 1, der mit der ersten L-H-Flanke von Signal a freigegeben wird. Dadurch wird erreicht, daß bei Freigabe des Teilers, wenn ein Teilverhältnis von 1:8 vorhanden ist, zwischen Bittakt und Wiedergabesignal eine maximale Anfangsphasenablage von 1/8 einer Bitperiode, also 45° vorhanden ist; vorausgesetzt ist hierbei die Frequenzgleichheit beider Signale.

Das Ausgangssignal des MMV schaltet auch Schalter S_1 um. Bei vorhandener Information wird Signal c durchgeschaltet (S_1 in Stellung 1). Ohne Information und in den Blocklücken wird die vierfache Frequenz des Bittaktes durchgeschaltet, die Teiler 2 liefert, so daß der VCO auf seiner Mittenfrequenz schwingt (S_1 in Stellung 2).

Zur Informationsrückgewinnung wird das Ausgangssignal des Schieberegisters 1 (d) dem Schieberegister 3 zugeführt. Am Takteingang dieser Stufe liegt beim Miller-Kode der doppelte Bittakt Signal $\bar{c}$ an (S_2 in Stellung 1). Durch Antivalenzbildung des Ausgangssignals von Schieberegister 3 (i) und des Signals d wird am Ausgang der Antivalenzstufe 2 das Signal j gewonnen. Dieses Signal wird mit dem Bittakt (b) in das Schieberegister 4 übernommen. Das Ausgangssignal dieses Schieberegisters (k) stellt dann die rückgewonnene Information als NRZ-Signal dar.

Beim Diphase-Signal und bei Richtungstaktschrift liegt am Takteingang des Schieberegisters 3 (S_2 in Stellung 2) der Bittakt an. Bei Richtungstaktschrift stellt das Ausgangssignal von Schieberegister 3 (i) die rückgewonnene Information dar. Beim Diphase-Signal ist das Signal l am Ausgang des Schieberegisters 4 die rückgewonnene Information.

Im Bild 3a ist der Impulsplan des Demodulators für den Miller-Kode, im Bild 3b für ein Diphase-Signal und im Bild 3c für Richtungstaktschrift dargestellt, wobei die Pha-

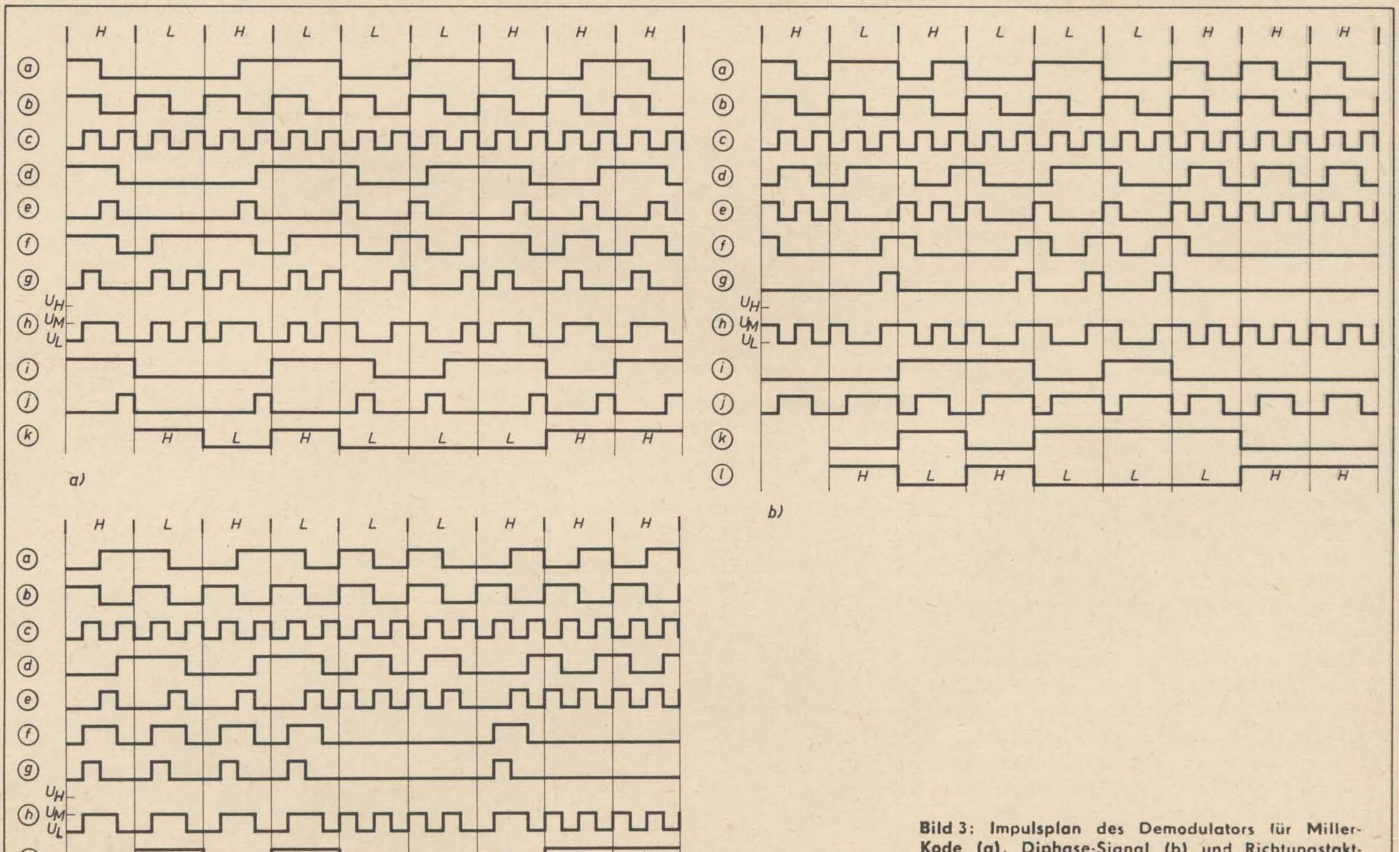


Bild 3: Impulsplan des Demodulators für Miller-Kode (a), Diphase-Signal (b) und Richtungstaktschrift (c)

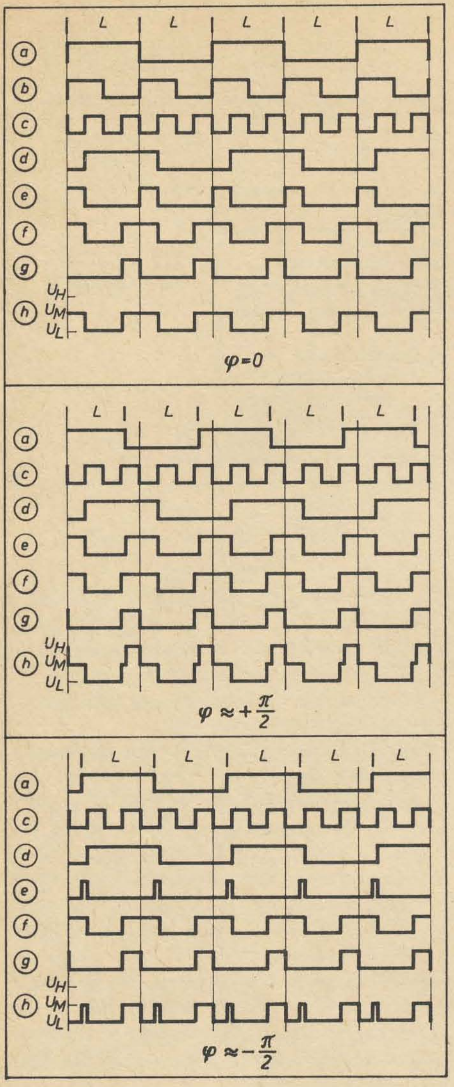


Bild 4: Bildung der Ausgangsspannung der Bewertungslogik für verschiedene Phasenverschiebungen bei Miller-L-Folge

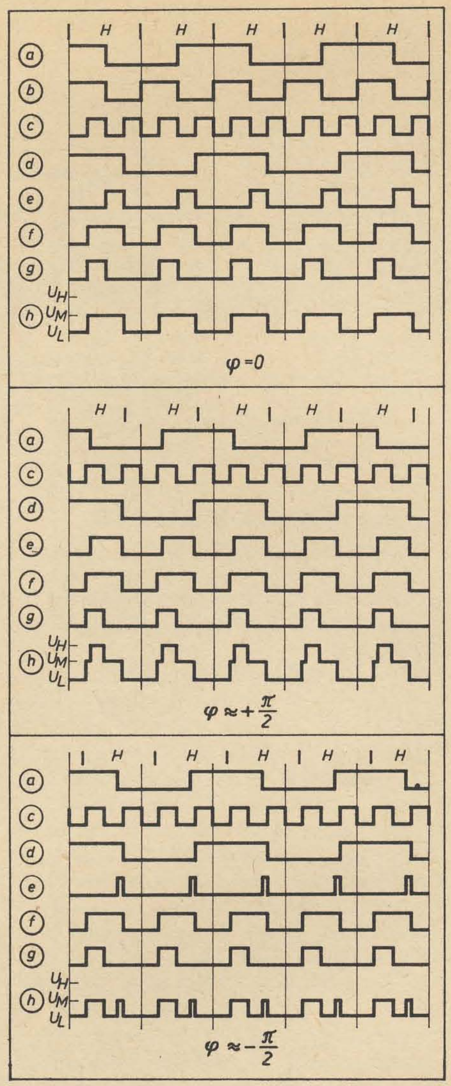


Bild 5: Bildung der Ausgangsspannung der Bewertungslogik für verschiedene Phasenverschiebungen bei Miller-H-Folge

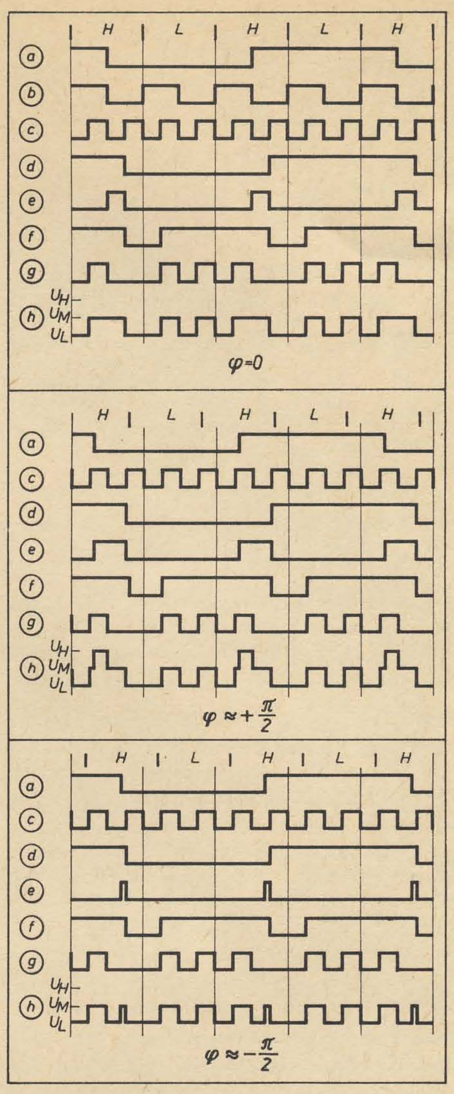
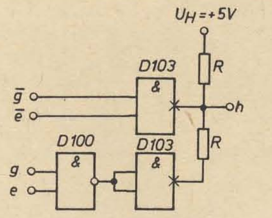


Bild 6: Bildung der Ausgangsspannung der Bewertungslogik für verschiedene Phasenverschiebungen bei Miller-H L-Folge

senverschiebung Null beträgt. Die Bilder 4, 5 und 6 zeigen die Bildung der Ausgangsspannung der Bewertungslogik für verschiedene Phasenverschiebungen φ bei Verwendung des Miller-Kodes, wobei im Bild 4 von einer Miller-L-Folge, im Bild 5 von einer Miller-H-Folge und im Bild 6 von einer Miller-H-L-Folge ausgegangen wird. Es ist ersichtlich, daß die Zeitdauer der Signale e von der Phasenverschiebung abhängt und daß bei positiver Phasenverschiebung im Signal h zusätzlich der Pegel U_H auftritt. Aus Bild 6 ist ersichtlich, daß bei vorhandener Phasenverschiebung, aber nicht vorhandenen Pegeländerungen, der Mittelwert $(U_L + U_M)/2$ erhalten bleibt.

Die realisierte Schaltung der Bewertungslogik zeigt Bild 7. Die Erzeugung der drei Pegel erfolgt durch Verwendung von zwei Offen-Kollektor-Schaltkreisen.

Bild 8 zeigt die Kennlinie des Phasendetektors bei Miller-Kode, die sich aus dem Mittelwert der Ausgangsspannung der Bewertungslogik ergibt. Daraus ist zu erkennen, daß die maximale Phasenverschiebung $\pm\pi/2$ ($\pm 1/4$ bit) betragen darf und die Kennlinie des Phasendetektors einer Miller-H-L-Folge die halbe Steilheit der einer Miller-H- oder Miller-L-Folge besitzt. Beträgt $U_L = 0$ V, $U_M = 2{,}5$ V und $U_H = 5$ V, so er-



e	g	h
L	L	U_L
L	H	U_M
H	L	U_M
H	H	U_H

Bild 7: Bewertungslogik und Funktionstabelle

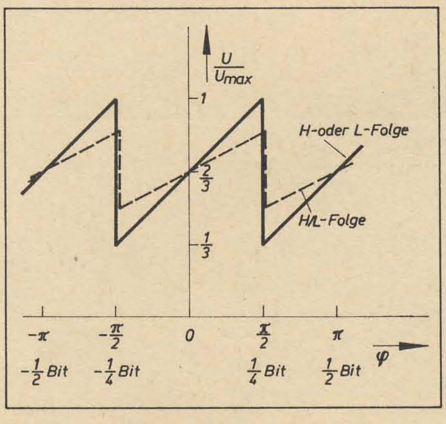


Bild 8: Phasendetektorkennlinie bei Miller-Kode

gibt sich für eine H- oder L-Folge beim Miller-Kode eine Steilheit von 1,25 V/π.

Zur Glättung der Ausgangsspannung der Bewertungslogik wurde ein Filter nach [1] verwendet.

Literatur

[1] Schmelovsky, K.-H.; Weiße, D.; Engelmann, U.: Entzerrungsfreies Demodulationsverfahren für Magnetschichtspeicher. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 10, S. 633–636; H. 11, S. 719 bis 723

[2] Käfer, M. K.: ENRZ, ein PCM-Verfahren für höchste Packungsdichte auf Magnetband. Elektronik 24 (1975) H. 7, S. 65–68

[3] Weiße, D.: Magnetbandspeicher nach dem Diphase-Verfahren. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 24, S. 789–791

[4] Schmelovsky, K.-H.; Weiße, D.; Engelmann, U.: Schaltungsanordnung zur Bittaktgewinnung bei hochdichter Digitalspeicherung. Wirtschaftspatent 132 556, WP G 11 b 199 812

Technische Systeme der automatischen Sprachverarbeitung

Prof. Dr.-Ing. habil.
WALTER TSCHESCHNER und
Dipl.-Ing. ULRICH KORDON

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TU Dresden

Die automatische Sprachverarbeitung verfolgt das Ziel, die Kommunikation zwischen Mensch und Automat auf der Basis des humanen sprachlichen Verständigungsmittels zu ermöglichen. In diesem Beitrag soll gezeigt werden, welche technischen Möglichkeiten dafür heute bereits existieren.

Die Verwirklichung technischer Lösungen setzt zunächst voraus, daß die naturwissenschaftliche Erkenntnis einen angemessenen Stand erreicht hat. Darüber hinaus spielen auch andere Faktoren bei der Realisierung einer technischen Systemkonzeption eine maßgebliche Rolle. Einmal wird der jeweilige technische Stand die Systemkonfiguration entscheidend beeinflussen und zum anderen werden technologische, ökonomische, organisatorische und auch ingenieurpsychologische bzw. ergonomische Faktoren letztlich die Ausführung des technischen Systems bestimmen. Am Beispiel der Sprechautomaten ist im Bild 1 schematisch dargestellt, wie solche Faktoren zusammenwirken können.

Die analoge Magnetbandspeicherung und auch das Lichttonverfahren lieferten erste Ansatzpunkte, Sprachbausteine reproduktiv automatisch zusammenzusetzen und abrufen zu können. Bei sehr hoher Sprachqualität und kleinen Sprachinventaren ergaben sich sehr ökonomische Lösungen, die in Telefoniediensten weite Anwendung fanden.

Sprachbaustein war im wesentlichen der Satz, woraus unmittelbar die Einschränkungen der verfügbaren Sprachvariabilität resultieren. Eine größere semantische Variabilität ist verfügbar, wenn Speichervolumen und Steueraufwand vergrößert werden können bzw. wenn kleinere Sprachbausteine wie Wort, Silbe oder auch Laut verwendbar sind. Hier setzten jedoch beträchtliche Schwierigkeiten ein, aus kleineren, natürlich gesprochenen Sprachbausteinen automatisch einen kontinuierlichen Sprachfluß zu erzeugen. Wesentliche Fortschritte konnten dabei erst dann erzielt werden, als es gelang, die laut- bzw. merkmalgenerierenden Systeme automatisch mit den notwendigen Zeitfunktionsmustern zu führen. Da den rein künstlich erzeugten Sprachmustern immer noch eine gewisse Unnatürlichkeit anhaftet, andererseits aber die Entwicklung der Digitalspeichertechnik außerordentliche Fortschritte aufweisen konnte, haben z. B. die ROMs (read only memory) die reproduktive Synthese wieder stark belebt. Der für hochwertigere Sprache notwendige Informationsfluß von 10...20 K bit/s führt dabei jedoch nach wie vor zu Beschränkungen des aus Sätzen bzw. isolierten Worten bestehenden Sprachinventars.

Der Weg von der naturwissenschaftlichen Einsicht über das technische Modell zur praktischen Anwendung, wirkend auf eine Vergrößerung des Anwendungskataloges und die Verbesserung des Preis-Leistungs-Verhältnisses, darf nun keinesfalls als einsinnig gerichtet angesehen werden. In immer zunehmendem Maße wirkt sowohl der technische Stand als auch das Anwendungsproblem auf den naturwissenschaftlichen Forschungsansatz zurück. Die Forderung, die Technik nach gesellschaftlichem und volkswirtschaftlichem Maß einzusetzen, wird auch hier schließlich zu einem insgesamt zu optimierenden Kreisprozeß führen. Bestärkt wird dieser Vorgang auch dadurch, daß die Forschung hier über hochorganisierte Automaten verfügen muß, auch der Mensch vermag überhaupt erst im praktischen Umgang mit solchen Automaten die relevanten Probleme zu sehen.

Ausgehend von diesen Überlegungen sollen in diesem Beitrag einige Wirkprinzipien der automatischen Sprachsignalverarbeitung und ihre technische Umsetzung angesprochen werden.

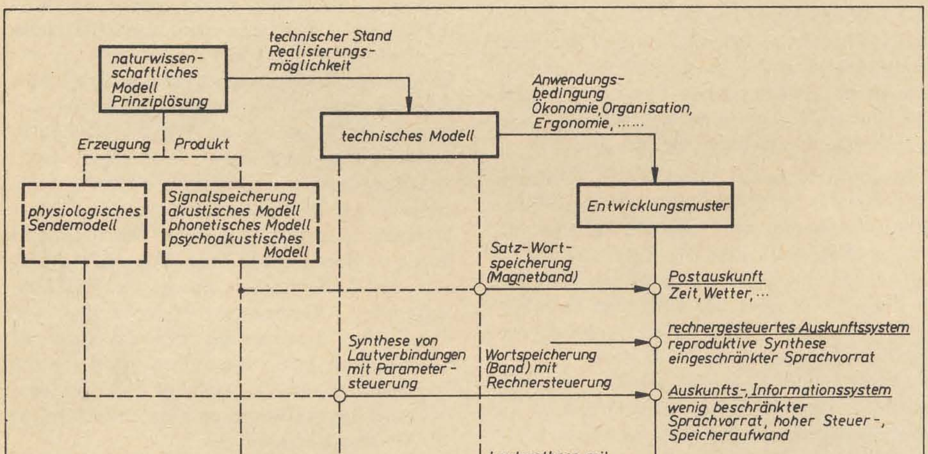


Bild 1: Zur Entwicklung von Sprachsignalsynthetisatoren

Funktionskette eines Sprachkommunikationsautomaten

Bild 2 zeigt eine Kette von Funktionsblöcken, über die ein leistungsfähiger sprachverarbeitender Automat im Prinzip verfügen muß. Während in [1] einige allgemeinere Feststellungen dazu getroffen wurden, sollen hier vornehmlich technische Besonderheiten angesprochen werden.

Die Signalvorverarbeitung umfaßt die Überführung des Signals in den technischen Arbeitsbereich des Systems, also Wandlung der Modalität, Signalanpassung, Analog-Digital-Wandlung.

Die nach dem elektroakustischen Wandler angeordneten Signalanpassungsstufen bestehen häufig aus einem Amplitudenkompander und einer Frequenzpreemphasis. Damit soll der nach Bild 3 beobachtbare frequenzabhängige Dynamikumfang der Sprache [2] von maximal 60 dB auf einen im Frequenzmittel gleichmäßig auslastbaren Bereich von 40 dB reduziert werden. Bei nachfolgender Diskretisierung würden somit 8 bit den metrischen Amplitudenumfang mit ausreichender Genauigkeit erfassen.

Die für die rechentechnische Weiterverarbeitung notwendige Diskretisierung erfolgt im A-D-Wandler. Die der Zeitquantisierung zugrundeliegende Abtastfrequenz richtet sich nach der oberen, noch richtig darzustellenden Frequenzkomponente. Nach der ebenfalls im Bild 3 eingetragenen Silbenverständlichkeit als Funktion einer variablen Tiefpaßbegrenzung [3] ist bei der Grenzfrequenz $f_g = 4$ kHz entsprechend der Abtastfrequenz $f_T = 8$ kHz mit einem Verlust von Sprachsignalanteilen zu rechnen, der etwa mit 8 % zur Silbenverständlichkeit beiträgt. Bei $f_g = 6$ kHz entsprechend $f_T = 12$ kHz ist mit einem Verlust von etwa 4 % zu rechnen.

Ziel der nächsten Verarbeitungsstufe ist die Ableitung des minimalen Parameter- bzw. Merkmalsatzes, der in möglichst repräsentativer Art und Weise den Zeichencharakter der Signalstruktur erfaßt. Vorbild für die Lösung dieser Aufgabe ist vornehmlich die Frequenz-Orts-Kodierung des Innenohres und die periphere neurale Eigenschaftsableitung. Da der Kenntnisstand insbesondere über das neurale Verhalten und das adä-

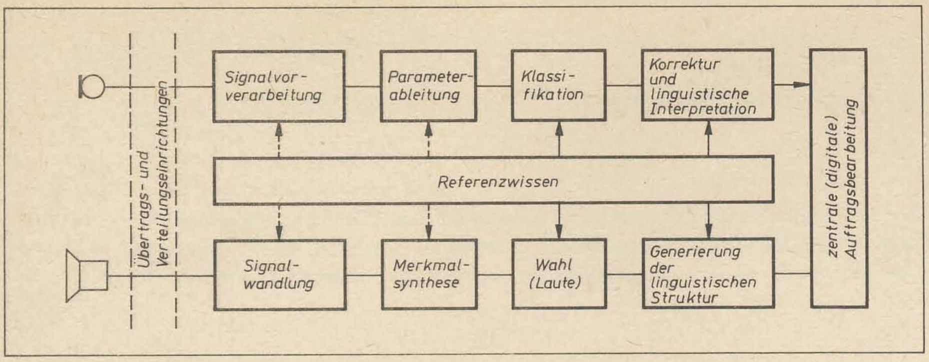


Bild 2: Sprachverarbeitender Automat

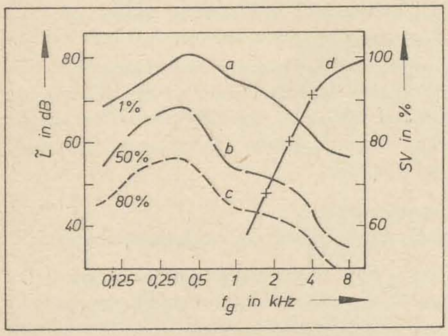


Bild 3: Statistisches Spracheffektivwertspektrum [2] (Kurven a, b, c). Parameter: prozentualer Zeitanteil, bei dem der angegebene Pegelwert überschritten wird. Silbenverständlichkeit in Abhängigkeit von der Grenzfrequenz eines Tiefpasses [3] (Kurve d)

quate technische Modell noch sehr begrenzt ist, werden hier zur Zeit die verschiedensten Analysetransformationen angewendet. Solche sind teils besonders frequenzselektiv, teils vornehmlich zeitselektiv, auch lassen sie sich mit unterschiedlicher Effektivität in den verschiedenartigen technischen Systemen implementieren.

Historisch bedingt wird besonders häufig die Ableitung von Fourierkoeffizienten herangezogen, die sich mit analogen Filterbänken, Digitalfiltern oder rechentechnischer Auswertung des mathematischen Algorithmus bewerkstelligen läßt. Hierbei sind im letzteren Fall auch besonders schnell arbeitende Rechenprozeduren entwickelt worden, z. B. die Fast Fourier Transformation (FET) [4]. Neben solchen vornehmlich frequenzselektiv arbeitenden Abbildungen werden auch zeitselektive Verfahren wie die Nulldurchgangsanalyse und auch solche angewendet, die besonders die Veränderungen von Parametern des Sendesystems im Signalkontinuum hervortreten lassen, z. B. die Korrelationsanalyse. Auf der Korrelation beruhen auch die modernen Verfahren der linearen Vorhersage wie Linear Prediction Code (LPC) [5].

Die gewonnenen primären Parameterzeitfunktionen können direkt weiterverarbeitet werden, aus ihnen sind aber auch sekundäre Parameter, wie Formanten, oder tertiäre, wie die Vokalhaltigkeit, ableitbar. In dem anschließenden Klassifikator erfolgt die Zuordnung des Signals zu einer durch diskrete Symbole darstellbaren Klasse (Lautklasse bzw. Wortbedeutungsklasse).

Ein wesentliches Kennzeichen des Klassifikators ist, daß seine Verarbeitungsprozeduren durch Zeittakte gesteuert werden. Im einfachsten Fall ist dieser Takt ein Entscheidungstakt, bei dem jeweils der gerade beobachtete Parametersatz mit Referenzparametersätzen verglichen und über seine Zuordnung entsprechend einer Entscheidungsregel entschieden wird. Eine solche Lösung setzt voraus, daß vorab Lautsegment- bzw. Wortsegmentgrenzen gefunden werden können, die den Entscheidungstakt synchronisieren. Bemerkenswerterweise kaben sich bei der Gewinnung von Segmenten auf der Basis physikalischer Veränderungen wegen der Signalkontinuität außerordentliche Schwierigkeiten ergeben. In anspruchsvollere Lösungen werden deshalb die Segmente später durch einen Optimierungsprozeß gewonnen. Ein fester Takt führt dabei zunächst zu einer Zwischenspeicherung diskreter Zustände. Über sequentiell rekursive Vergleichsoperationen mit Referenzzustandsketten, die sowohl eine Zustandsbeschreibung als auch eine Zustandsfolgebeschreibung repräsentieren, kann schrittweise die ähnlichste Elementefolge ausgewählt werden. Eine endgültige Zuordnung wird dann vorgenommen, wenn sich keine ähnlichere Kette mehr finden läßt. Für ein solches Vorgehen liefert das Verfahren der dynamischen Optimierung nach [6] ein geeignetes mathematisches Konzept.

Die von dem Klassifikator gelieferte Elementekette ist nach den bisherigen Erfahrungen häufig noch fehlerhaft. In der nachfolgenden Stufe werden deshalb linguistische Informationen, z. B. syntaktische Regeln, eingeführt, die zur Korrektur der Ketten herangezogen werden können. Strukturelle Sprachinformationen werden hier auch eingeführt, um die eingelaufenen Informationen entsprechend der Potenz des nachgeschalteten Verarbeitungsorgans interpretieren bzw. kompilieren zu können.

In sehr ähnlicher Art und Weise vollziehen sich bei der Sprachausgabe die strukturelle Verschlüsselung der rechnerintern gewonnenen Botschaft und die Umwandlung in ein sprachakustisches Signal, so daß Ein- und Ausgabe über ein ähnliches Referenzwissen in den verschiedenen Sprachebenen verfügen müssen. Zur Zeit lassen sich je nach Qualität, Aufwand, Einsatz usw. zwei größere Systemgruppen unterscheiden, für die jeweils ein Vertreter etwas näher erläutert werden soll.

Labor- und Forschungssysteme der automatischen Sprachsignalverarbeitung

Die exponiertesten Vertreter dieser Gruppe sind in der Lage, fließende Sprache mit hoher Präzision zu erzeugen bzw. zu erkennen. Während bei Synthesesystemen der Wortschatz unbegrenzt ist (auch mehrere Sprachen), können die leistungsfähigsten Erkennungssysteme derzeit etwa 1 000 Worte für mehrere Sprecher erkennen. Diese Beschränkung ist im wesentlichen durch den erforderlichen Aufwand und weniger durch das Prinzip bedingt.

Diese Systeme lassen sich jedoch kaum in größerem Umfang praktisch einsetzen, da sie erheblichen Aufwand an Hard- und Software erfordern (u. U. mehrere Großrechner und teilweise umfangreiche Spezialperipherie). Die gegenwärtigen Bemühungen konzentrieren sich darauf, durch konsequente Nutzung modernster elektronischer Bauelemente und weitere Optimierung der weitgehend bekannten Grundprinzipien (auch durch zunehmende Einbeziehung akusto-psychologischer Erkenntnisse) den erforderlichen Systemaufwand auf ein praktikables Maß zu reduzieren.

Zu den zur Zeit leistungsfähigsten Erkennungssystemen dieser Gruppe gehört der Harpy-Spracherkenner, der für Forschungszwecke an der Carnegie-Mellon-University Pittsburgh (USA) in mehrjähriger Arbeit aufgebaut wurde [7]. Ähnliche Konzepte existieren u. a. an der TU Dresden sowie an der Akademie der Wissenschaften der Ukraine in der UdSSR.

Folgende Erkennungsstrategie wird für das Harpy-System verwendet. Das zu erkennende Sprachsignal wird mit einer Abtastfrequenz von 10 kHz und 9 bit Auflösung digitalisiert. Alle 10 ms werden aus dieser Abtastwertefolge 14 LPC-Koeffizienten berechnet [5]. Daran schließt sich eine Form der Segmentierung der kontinuierlich anfallenden Zeitsegmente an. Durch eine Distanz-(Ähnlichkeits)messung zwischen diesen Segmenten und einer sich anschließenden Zusammenfassung, falls die Ähnlichkeit eine heuristisch ermittelte Schwelle übersteigt, werden die 10-ms-Zeitfenster zu einer Menge aufeinanderfolgender akustischer Elementareinheiten reduziert. Damit liegt die vollständige numerische Repräsentation des zu erkennenden Signals vor.

Zur eigentlichen Klassifikation dieser akustischen Elementareinheiten wird das Prinzip der dynamischen Optimierung verwendet. Ausgangspunkt ist dabei ein durch ein Spezialprogramm erzeugtes Übergangsnetzwerk. Dieses Netzwerk wird durch Bezugselementareinheiten-Folgen für alle zu erkennenden Äußerungen gebildet. Es enthält Zustände und Übergänge, wobei die Zustände in Beziehung zu den Elementareinheiten stehen und durch idealisierte LPC-Koeffizientensätze (sowie phonetische, lexikalische und Zeitdauerinformation) beschrieben werden. Die damit vorliegenden Bezugsfolgen werden nun ebenfalls durch eine Ähnlichkeitsmessung mit der real vorliegenden Elementareinheitenfolge, die durch die berechneten LPC-Koeffizienten beschrieben wird, verglichen (Bild 4). Als Erkennungsergebnis erscheint nun die symbolische Beschreibung der der realen Folge ähnlichsten Bezugsfolge.

Bei Verwendung heuristischer Vereinfachungen ergibt sich neben dem Prinzip der dynamischen Optimierung eine wesentliche Reduktion der zu prüfenden Bezugsfolgen im Netzwerk. Trotzdem sind immerhin für die Erkennung von 1 s Sprache noch $6{,}8 \cdot 10^6$ Maschineninstruktionen erforderlich. Das System weist dabei für 1 011 Worte von 55 Sprechern eine Worterkennungsrate

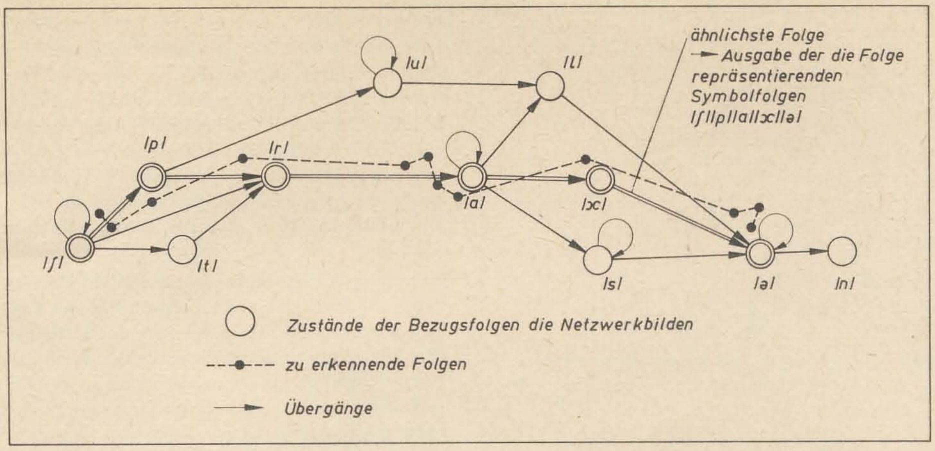


Bild 4: Prinzip des Vergleichs zwischen Bezugsmusterfolgen und zu erkennender Folge

von 94,3 % und eine Satzerkennungsrate von 90 % bei Möglichkeit der Erkennung fließender Sprache auf.

Eine besondere Schwierigkeit stellt die Aufstellung des Netzwerkes dar. Für diese Aufgabe wird ein Spezialprogramm eingesetzt.

Durch Einbeziehung folgender Informationsquellen wird eine optimale Netzwerkstruktur erreicht:

- Kontextfreier Satz von Produktionsregeln für die betreffende Sprache
- „Wörterbuch", das unterschiedliche Anwendungen der Spracheinheiten enthält und die Zuordnung von Elementareinheiten und Zuständen des Netzwerkes über Symbole übernimmt
- Wortverbindungsregeln.

Das Netzwerk wird außerdem durch datenabhängige Übergangswahrscheinlichkeiten zwischen den Zuständen beschrieben, die mit Hilfe einer Elementareinheitendauermessung ermittelt werden. Ein solches Netzwerk kann mehr als 2 500 Zustände enthalten. Die Spezialzustände „Start" und „Ende" kennzeichnen Anfang und Ende des zu erkennenden Signals. Dieses Netzwerk stellt somit die vollständige Repräsentation aller möglichen Variationen von Äußerungen der entsprechenden zu erkennenden Sprache dar.

Das Harpy-Erkennungssystem wurde an drei verschiedene Rechnertypen angepaßt:

- Großrechner PDP-10 mit großer Experimentierfreiheit
- Spezialmikroprozessorsystem mit 16 Mikroprozessoren
- Kleinrechner PDP 11/40.

Das Projekt wurde wegen der außerordentlich hohen Kosten (5 US-Dollar je zu erkennenden Satz) und der nicht restlos befriedigenden Ergebnisse bei der Kleinrechnerversion, die für die breite Anwendung ja in Frage käme, vorerst abgebrochen.

Bei den Systemen zur künstlichen Erzeugung von Sprechsignalen haben vornehmlich die Modellvorstellungen über den menschlichen Artikulationsapparat die Systemkonzeptionen beeinflußt. Die bekannteste Lösung, die auch auf viele andere Entwicklungen Einfluß genommen hat, stellt dabei der an der Technischen Hochschule Stockholm (KTH) entwickelte Sprachsynthetisator OVE (Orator Verbis Electricis) dar. Im Bild 5 ist die als Forschungsmodell konzipierte Variante OVE III schematisch dargestellt [8]. Von einem Prozeßrechner CDC 1700 (Speicher 8 K 16-Bit-Worte, Zykluszeit 1,1 μs) werden diskret eingegebene Lautfolgen in eine Folge diskreter Parametersätze umgesetzt. Jeder Parametersatz besteht aus jeweils verschiedenen Parametern, wie Frequenz und Amplitude der stimmhaften Anregung und Frequenzlage und Bandbreite der Formanten für die Erzeugung von Vokalen oder Rauschpegel und Lage der Frequenzanteile des Geräusches für die Erzeugung von Frikativlauten usw. Während die Parameterart durch eine Adresse kodiert ist, wird die Parametergröße durch eine numerische Kodierung dargestellt. Diese kann über eine D-A-Wandlung in eine analoge Steuergröße umgesetzt bzw. in einzelnen Fällen auch direkt weiterverarbeitet werden.

Im Analogteil werden neben den Anregungsgeneratoren (stimmhaft, stimmlos) vornehmlich aktive Netzwerke eingesetzt, bei denen mit Hilfe von Operationsverstärkern gut steuerbare Systemübertragungsfunktionen realisiert werden können. Bild 6 zeigt schematisch eine Schaltung eines aktiven Formantfilters und eine Schaltung zur Realisierung eines steuerbaren Antiformanten, der als variable Nullstelle für die Darstellung von Frikativlauten benötigt wird. Zur Veranschaulichung sind in das Bild zwei Lautspektren mit ihren typischen Parametern eingezeichnet.

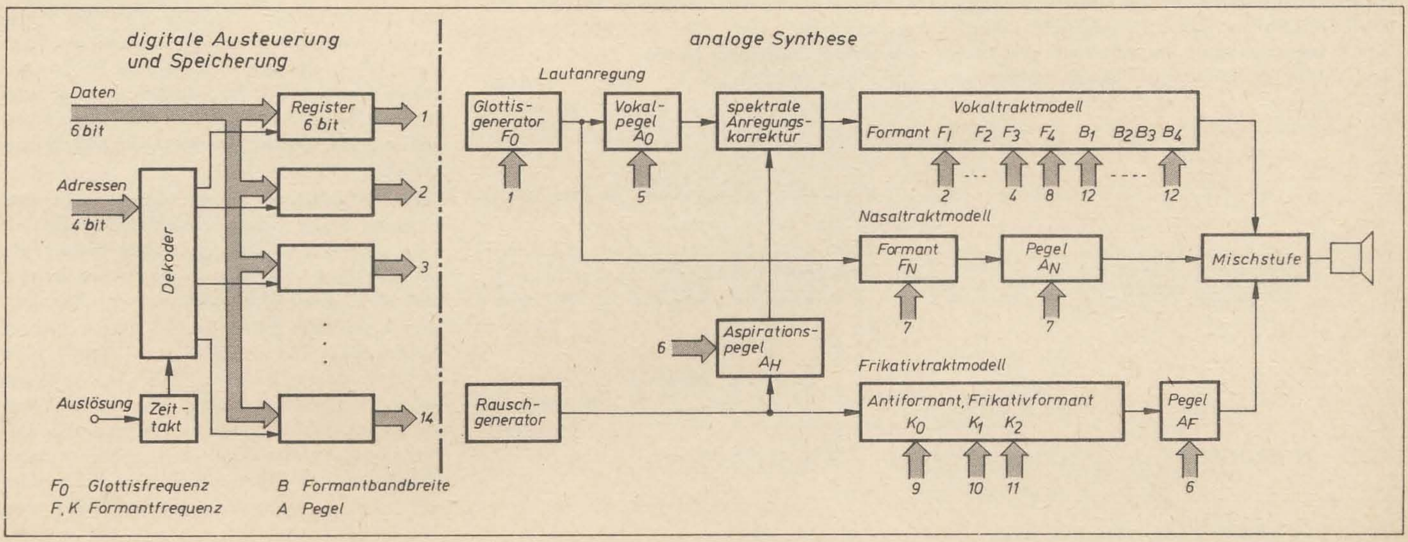
Sehr wesentlich ist es, bei der Programmierung solcher Systeme die koartikulatorischen Parameterübergänge sowie die kontextspezifischen Parameterveränderungen wahrnehmungsgerecht so darzustellen, daß ein akzeptierbares Kontinuum in der Lautfolge entsteht. Dieser für Verständlichkeit und Natürlichkeit sehr wichtige Sachverhalt wurde bei dem an der TU Dresden entwickelten Sprachsynthetisator durch spezielle Zeitfunktionsgeneratoren im Analogteil berücksichtigt [9].

Technische Lösungen und Entwicklungsmuster zur automatischen Sprachsignalverarbeitung

Durch Beschränkung auf ein spezielles Anwendungsgebiet und Verzicht auf die Verarbeitung fließender Sprache entstanden in der letzten Zeit verschiedene industriell hergestellte Kleinsysteme. Für Erkennersysteme liegt die Zahl der erkennbaren Worte meist zwischen 30 und 220, wobei nur die Zahl, nicht die Wahl der Worte selbst eingeschränkt ist. Die Sprecherzahl ist durch die Anwendung von Lernalgorithmen nahezu unbegrenzt. Die Erkennung fließender Sprache ist nicht möglich.

Synthesesysteme dieser Klasse können etwa 500 Worte erzeugen. Die Generierung flie-

Bild 5: Sprachsynthetisator OVE III



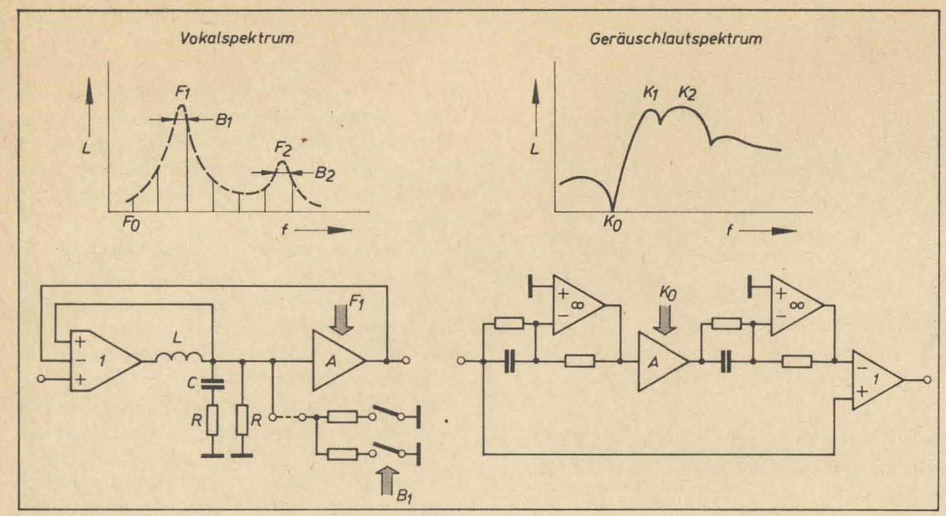


Bild 6: Formant- und Antiformantschaltung

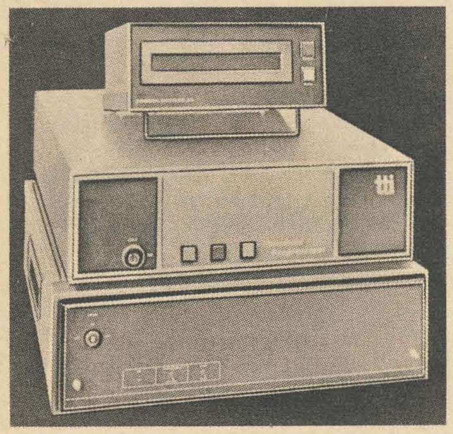


Bild 7: Spracherkennungssystem VIP 100 [10]

ßender Sprache ist bei ausgebauten Systemen bereits möglich. Auch bei der Einschätzung dieser Kleinsysteme zeigt sich deutlich die Tatsache, daß die Erzeugung von Sprache erheblich einfacher als die Erkennung ist, so daß weitaus mehr Synthesesysteme als Erkennungssysteme existieren.
Typische Vertreter der Erkennungssysteme in dieser Gruppe stellen die Spracherkenner T 500, T 600 und VIP-100 der Firma EM Threshold Inc. dar. Diese Geräte (Bild 7) sind in der Lage, 32 bzw. 64 frei wählbare Worte bei 98 % Erkennungssicherheit (≙ Anzahl richtig erkannter Worte/Anzahl der angebotenen Worte) zu verarbeiten. Die Wortzahl ist dabei ausschließlich durch die vorhandenen Speicher begrenzt. Durch einen sogenannten „Lernmodus" läßt sich das Gerät an jeden beliebigen Sprecher adaptieren.
Am Beispiel des T 500 (32-Wort-Version) soll die prinzipielle Funktionsweise dieser auch von der elektronischen Konzeption sehr modernen Kleinsysteme erläutert werden [10] [11].
Der Analyseteil besteht aus einer analogen Signalaufbereitung und der eigentlichen Merkmalextraktion. Der sich anschließende Klassifikator wird durch einen Mikrorechner realisiert. Das entsprechende Blockschaltbild zeigt Bild 8.
Die Signalaufbereitung hat die Aufgabe, das unter verschiedenen Bedingungen erzeugte Sprachsignal für die nachfolgenden Stufen verarbeitbar zu machen. In der Hauptsache wird dazu eine Frequenzgangkorrektur des Signals vorgenommen. Das derart vorbehandelte Signal gelangt auf ein Filtersystem aus 19 aktiven Bandpaßfiltern mit Mittenfrequenzen zwischen 260 Hz und 7 626 Hz. Nach einer anschließenden Gleichrichtung erfolgt eine Logarithmierung der Filterausgangssignale, um den Störabstand der Signale zu verbessern. Außerdem läßt sich die in der Merkmalextraktionsstufe erforderliche Bildung von Spektralverhältnissen dann durch die einfach zu realisierende Subtraktion realisieren. Diese Spektralquotienten werden gebildet, um eine Normierung vorzunehmen und damit von der Eingangsamplitude unabhängige Spektralgrößen zu erhalten. Der sich anschließende Merkmalextraktor ermittelt durch Messung der spektralen Amplitudenverteilung sowie deren zeitlicher Änderung 32 Merkmale, die in fünf allgemeine Merkmale (z. B. Vokal, Pause < 100 ms, Geräuschlaut) und 27 lautbeschreibende Merkmale aufgeteilt werden können. Diese Merkmale werden als ein 32 bit breites binäres Wort für jedes zu erkennende Wort in zeitlicher Reihenfolge im Zwischenspeicher abgespeichert. Da die zu erkennenden Worte eine variable zeitliche Länge bis 4 s haben können, entstehen für die verschiedenen Wortrealisierungen auch unterschiedlich viele Merkmalsworte. Durch eine zeitnormierende Approximation werden je Wortrealisierung daraus konstant 16 Merkmalworte abgeleitet. Der erforderliche Speicherplatz je Wort beträgt somit konstant 512 bit.
Im sich anschließenden Klassifikator werden diese 16 Merkmalworte sequentiell mit den im Bezugsmusterspeicher abgespeicherten Musterworten verglichen und das Wort mit bester Übereinstimmung auf einem Display angezeigt und verschlüsselt über ein Interface ausgegeben. Der Grad der Übereinstimmung sowie der Mindestabstand zum nächstmöglichen Wort sind einstellbar. Damit kann die Erkennungssicherheit beeinflußt werden. Das Übereinstimmungsmaß wird dabei durch die Korrelation zwischen gewichteten Merkmalidentitäten und Nichtidentitäten gebildet. Da durch die Zeitnormierung bei unterschiedlicher Sprechgeschwindigkeit Verschiebungen auftreten können, werden jeweils zwei benachbarte Merkmalworte betrachtet.
Der Bezugsmusterspeicher wird im Lernmodus durch fünf- bis zehnmaliges Sprechen aller zu erkennenden Worte und einer sich je Wort anschließenden speziellen Mitteilung mit den entsprechenden Bezugsmerkmalworten geladen. Ein Wortende wird bei einer Pause, die länger als 100 ms ist, signalisiert. Durch diesen Lernmodus kann das Gerät an jeden Sprecher beliebigen Dialektes und auch bei Stimmbeeinträchtigung durch Erkältung o. ä. durch Neuanlernen angepaßt werden.
Eingesetzt werden kann dieses System überall da, wo Augen und Hände durch andere Tätigkeiten als die Informationserfassung voll beansprucht werden (z. B. Mikroskopieren, Prüfarbeiten, Sortieren, Verpacken), aber auch dort, wo der Einsatz mechanischer Dateneingabemedien durch die örtlichen Bedingungen ausgeschlossen ist (Dunkelheit, hoher Schmutz- bzw. Feuchtegehalt der Umgebung). Nicht zuletzt sei noch die Möglichkeit genannt, daß durch diese Spracheingabesysteme auch körperbehinderte Personen automatisierte und mechanisierte Arbeitsplätze in zunehmendem Maße übernehmen können.
Für die Synthesesysteme dieser Gruppe der bereits praktisch einsetzbaren Systeme soll der Sprachtrainer „speak & spell" der Firma Texas Instruments näher beschrieben werden [12]. Er verdeutlicht darüber hinaus die Möglichkeiten der Mikroelektronik zur weiteren Miniaturisierung und der damit zunehmenden Realisierbarkeit größerer Laborsysteme.
Der Sprachtrainer ist ein System, das zum Erlernen einer Sprache wichtige Hilfe leisten soll. Nach Abfrage erzeugt dieses Gerät akustisch 1 Wort aus einem Wortschatz von 200. Über eine Tastatur hat der Lernende nun die Schreibweise dieses Wortes einzutippen und erhält über Display eine entsprechende Antwort, ob das gefragte Wort orthografisch richtig umgesetzt wurde. Ähnliche Systeme erzeugen Worte, die vorher über eine Tastatur eingegeben wurden (Bedeutung für Sprachbehinderte). Das Gerät hat die Abmessungen eines größeren Taschenrechners.

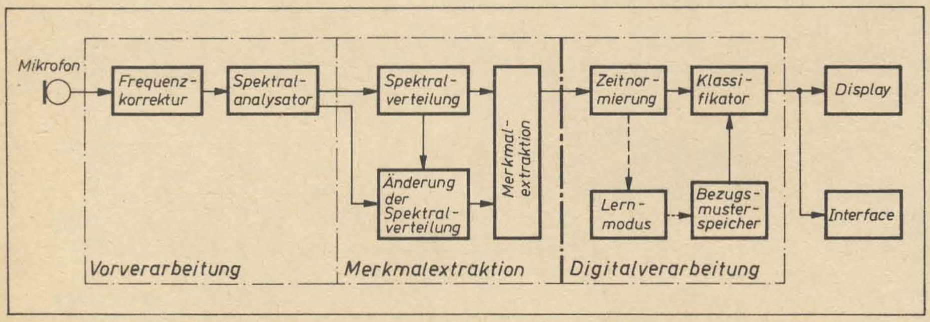


Bild 8: Prinzipschaltbild des T 500

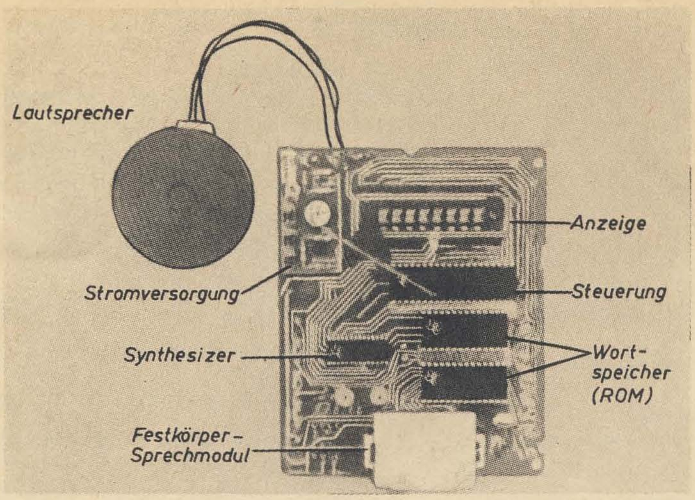


Bild 9: Aufbau der Lernhilfe „speak & spell" [12]

Die gesamte Schaltung ist mit vier IS realisiert. Die Merkmale der zu sprechenden 200 Worte sind in zwei 128-K-Bit-ROMs gespeichert. Die logische Aufbereitung dieser Merkmale und Umsetzung in ein analoges Sprachsignal übernimmt ein speziell entwickelter MOS-Schaltkreis. Zur Steuerung wird eine Spezialversion des Mikroprozessors TMS 1000 verwendet. Der damit außerordentlich reduzierte schaltungstechnische Aufwand ist im Bild 9 dargestellt.

Die Bandbreite des erzeugten Sprachsignals ist 4 kHz. Trotzdem beträgt der Informationsfluß zwischen den ROMs und dem Synthetisatorchip nur 1,2 K bit/s. Das wird durch die spezielle Kodierungsart des Sprachsignals erreicht. Grundelement des Synthetisators ist dabei ein digitales Filter. Wenn dieses Filter durch eine Impulsfolge angeregt wird, kann bei entsprechender, sich zeitlich ändernder Filterkoeffizienteneinstellung ein fortlaufendes Sprachsignal am Ausgang des Filters abgenommen werden. Bei stimmlosen Geräuschlauten erfolgt die Anregung durch ein Rauschsignal. Die für jedes Wort sequentiell an das Filter anzulegenden Koeffizientenfolgen sind in den beiden ROMs als Merkmalwerte abgespeichert. Der Wortschatz kann dabei durch Wechsel der ROMs ebenfalls ausgetauscht werden.

Dieses Verfahren ist allgemein in Form des Syntheseteils von LPC-Vokodern bekannt [5]. Andere Systeme nutzen als Merkmalwerte z. B. die Häufigkeit des Durchlaufens der Sprachzeitfunktion durch die Nullinie je fortlaufender Zeiteinheit [13]. Für das Gerät „speak & spell" werden zehn Filterkoeffizienten, die jeweilige Signalstärke sowie eine binäre Information über die Anregungsart (Impulsfolge ≙ stimmhaft, Rauschsignal ≙ stimmlos) für jeden Zeitabschnitt des zu realisierenden Wortes abgespeichert. Auf Grund der dadurch sehr hohen Zahl von Rechenoperationen für die Datenaufbereitung und Filterrealisierung von etwa 320 000 Multiplikationen und Additionen werden sie aus Zeitgründen im Festkommaformat ausgeführt. Der Synthetisator ist in der Lage, die Adressen für die Speicherung von 30 Minuten Sprache bereitzustellen.

Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde anhand konkreter, technisch bereits realisierter Systeme versucht, den derzeitigen Stand auf dem Gebiet der automatischen Sprachverarbeitung einzuschätzen.

Für die Sprachsynthese existieren durchaus bereits praktisch einsetzbare Systeme, die eine ausreichende Verständlichkeit besitzen. Somit ergeben sich die verschiedensten Anwendungsmöglichkeiten: akustische Auskunftssysteme, Ansagedienste u. a. Damit kann das Problem der künstlichen Sprachsignalerzeugung auf der Basis einer Folge diskreter Einheiten als prinzipiell gelöst bezeichnet werden. Die weitere Forschung konzentriert sich deshalb vor allem auf die Verbesserung der Natürlichkeit der synthetischen Sprache, die Verarbeitung und Kodierung der diskreten Ansteuereinheiten in höheren Sprachebenen und die technische Vervollkommnung der Geräte.

Dagegen haben Systeme zur Spracherkennung noch keine vergleichbare Leistungsfähigkeit erlangt. Das liegt einerseits daran, daß die Erkennung wesentlich komplizierter als die Synthese von Sprache ist. Es bereitet außerordentliche Schwierigkeiten, die informationstragenden Merkmale der Spracheinheiten zu extrahieren und damit die Beeinflussung einer lautlichen Äußerung durch unterschiedliche Sprecher u. a. weitgehend zu kompensieren. Zum anderen kann eine durch den Erkenner falsch verstandene sprachliche Äußerung u. U. wesentlich schwerwiegendere Folgen als ein durch den Menschen falsch verstandenes synthetisches Sprachsignal haben. Der Mensch hat die Fähigkeit, wesentliche Korrekturen an dem primär verstandenen Sprachsignal vorzunehmen, indem er die Wahrscheinlichkeit der syntaktischen und vor allem semantischen Richtigkeit entsprechend seinem Wissen und seiner Erfahrung sehr stark nutzt. Die Berücksichtigung solcher Korrekturen in technischen Systemen konnte bisher auf Grund der Komplexität dieses Problems nur sehr beschränkt erfolgen. Um trotzdem die erforderlichen hohen Erkennungsraten neben den aufwendigen Laborsystemen zu erreichen, wird einerseits die mögliche Wortzahl bzw. die Zahl der Sprecher reduziert, andererseits wird intensiv an der Vervollkommnung der Merkmalgewinnung und der zunehmenden Einbeziehung der oben erwähnten syntaktischen und semantischen Korrekturen gearbeitet.

Die technische Sprachverarbeitung stellt heute ein durchaus ernstzunehmendes Mittel dar, die Effektivität der Arbeit in den verschiedensten Bereichen zu erhöhen, die z. Z. nur durch Routinearbeit vieler Menschen bewältigt werden kann. Insbesondere die wirtschaftliche Entwicklung und damit unsere Arbeitskräftesituation wird in nicht allzu ferner Zukunft auch den Einsatz von komplexen sprachverarbeitenden Systemen notwendig machen.

Literatur

[1] Tscheschner, W.: Automatische Sprachverarbeitung. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 755–759

[2] Dunn, K. H.; White, S. C.: Statistical Measurements on Conversational Speech. Journ. Acous. Soc. Am. 11 (1940) S. 278

[3] French, N. R.; Steinberg, J. C.: Intelligibility of Speech Sounds. Journ. Acoust. Soc. Am. 19 (1947) S. 90

[4] Höring, H. C.: Die schnelle Fourier-Transformation. Frequenz 25 (1971) H. 9, S. 267–278

[5] Atal, B. S.; Hanauer, S. L.: Speech Analysis and Synthesis by Linear Prediction of the Speech Wave. Journ. Acoust. Soc. Am. 50 (1971) S. 637–655

[6] Nemhauser, G. L.: Einführung in die Praxis der dynamischen Programmierung. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1969

[7] Lowerre, B. T.: The HARPY Speech Recognition System. Ph. D. Dissertation. Mellon University Pittsburgh 1976

[8] Liljencrants, J.: The OVE III Speech Synthesizer. KTH Speech Transmission Lab. Stockholm. Quart. Progress and Status Report (1967) H. 2–3, S. 76–81

[9] Naumburger, V.; Zimmer, H.: Beschreibung und Anwendung eines zeichengesteuerten Sprachsynthetisators. Bericht zum 8. Fachkolloquium der Sektion Informationstechnik an der TU Dresden 1975

[10] Firmenschriften der Fa. Treshold Technology Inc. Delran, New Jersey

[11] Link, W.: Die Erkennung von Sprache durch elektronische Systeme. Nachrichtenelektronik 32 (1978) H. 9, S. 285–288

[12] Elektronische Lernhilfe schreibt und spricht. Elektronik 27 (1978) H. 8, S. 20

[13] Rollenik, L.: Der sprechende Mikroprozessor. Einige Gedanken zur Sprachdigitalisierung. Elektronikschau 53 (1977) S. 78 und 79

Suche

Antennentestgerät; Störfeldstärkemeßgerät; Selektograf SO 86 oder ähnl., Oszilloskop; VHF-Meßsender; KT 610 A; BFW 16 A; BFX 33; PFY 90; KT 372.

Zuschriften an

1997 DEWAG, 9010 Karl-Marx-Stadt, PSF 215

Suche Autosuper

vor 1939 gebaut, für Veteranen PKW.

Angebote mit Beschreibung an

Harro Falkenbach, 7531 Laubst, Nr. 33

Begrenzereigenschaften integrierter Differenzverstärker

Dr. sc. techn. ROLAND KÖSTNER
und Dipl.-Ing. BERND SISOLEFSKY

Mitteilung aus der Sektion Technische Verkehrskybernetik der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden

Wesentlicher Bestandteil der integrierten FM-ZF-Verstärker A 220 D und A 223 D sind achtstufige Differenzverstärker mit Begrenzereigenschaften. Im folgenden Beitrag werden Wirkungsweise und Dimensionierung derartiger Strukturen dargestellt.

Anforderungen an Begrenzer und prinzipielle schaltungstechnische Realisierungsmöglichkeiten

Bei der Verarbeitung frequenz- und phasenmodulierter elektrischer Signale werden häufig Begrenzer benötigt. Ein idealer Begrenzer soll eine Ausgangsspannung erzeugen, deren Amplitude in weiten Grenzen unabhängig von der Amplitude der Eingangsspannung ist. Die Begrenzung soll ohne zeitliche Verzögerung erfolgen, so daß auch kurzzeitige Spannungsspitzen unterdrückt werden.

Als Parameter für die Begrenzerwirkung einer solchen Funktionsgruppe dienen der Begrenzungsfaktor $b = m_1/m_2$ (m_1 = Modulationsgrad am Begrenzereingang, m_2 = Modulationsgrad am Begrenzerausgang) und die AM-Unterdrückung $a_{AM} = 20 \lg b$.

Im wichtigsten Anwendungsbereich, der Funkempfangstechnik, muß mit einem Begrenzer eine AM-Unterdrückung von etwa 60 dB erreicht werden. Typische Werte für die Amplitude der begrenzten Ausgangsspannung U_{2B} liegen zwischen 0,1 und 1 V. Unterhalb des Begrenzereinsatzes wird eine Spannungsverstärkung V_U von etwa 80 dB gefordert.

Die schaltungstechnische Realisierung von Begrenzern erfolgt im einfachsten Fall unter Verwendung von Dioden (Bild 1). Die Amplitude der Ausgangsspannung ist gleich der Flußspannung U_{F0} der Dioden. Werden größere Amplituden benötigt, so werden mehrere Dioden in Reihe geschaltet oder negativ vorgespannte Dioden eingesetzt. Diodenbegrenzer arbeiten sehr zuverlässig, haben jedoch den Nachteil, daß mit ihnen keine Signalverstärkung unterhalb des Begrenzereinsatzes erzielt werden kann. Dieser Nachteil kann durch den Einsatz von Differenzverstärkern umgangen werden. Differenzverstärker besitzen bei entsprechender Dimensionierung ein ideales Begrenzerverhalten und eignen sich auf Grund ihres symmetrischen Aufbaues vorzüglich zur Schaltungsintegration. Sie gestatten eine problemlose galvanische Kopplung bei Kettenschaltung mehrerer Stufen; die Arbeitspunkte der Transistoren lassen sich gut stabilisieren.

Diese vorteilhaften Eigenschaften von Differenzverstärkern führten zum verbreiteten Einsatz derartiger Strukturen in integrierten FM-ZF-Verstärkern.

Großsignalverhalten des Differenzverstärkers

Bei der Untersuchung des Großsignalverhaltens geht man von der Transistorgrundgleichung für den Emitterstrom I_E aus:

$$I_E = I_{ES} \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T} - 1\right) + A_I I_{CS} \exp\left(\frac{U_{CB}}{U_T} \quad 1\right) \qquad (1)$$

I_{ES} = Sättigungsstrom der Emitter-Basis-Diode
I_{CS} = Sättigungsstrom der Kollektor-Basis-Diode
U_T = Temperaturspannung
A_I = Gleichstromverstärkungsfaktor in Basisschaltung invers

Bild 2 zeigt die Schaltung eines Differenzverstärkers [1] [2].

Zur Beschreibung von T_1 und T_2 kann Gl. (1) wesentlich vereinfacht werden. Mit $U_{BE1} \gg U_T \gg U_{BC1}$, $U_{BE2} \gg U_T \gg U_{BC2}$ und $I_{ES1} = I_{ES2} = I_{ES}$ sowie bei Vernachlässigung des $A_I I_{CS}$-Anteiles gilt:

$$I_{E1} = -I_{ES} \exp \frac{U_{BE1}}{U_T} \qquad (2)$$

$$I_{E2} = -I_{ES} \exp \frac{U_{BE2}}{U_T} \qquad (3)$$

Beide Ströme sind über die Beziehung

$$I_0 = -(I_{E1} + I_{E2}) \qquad (4)$$

miteinander verknüpft und können dadurch wie folgt umgeformt werden:

$$I_{E1} = \frac{-I_0}{1 + \exp \dfrac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}} \qquad (5)$$

$$I_{E2} = \frac{-I_0}{1 + \exp \dfrac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}} \qquad (6)$$

Bei Vernachlässigung der Basisströme (I_{B1}, I_{B2}) gilt für die Kollektorströme

$$I_{C1} = -I_{E1}; \quad I_{C2} = -I_{E2} \qquad (7)$$

Für die symmetrische Eingangsspannung U_1 kann

$$U_1 = U_{BE1} - U_{BE2} \qquad (8)$$

geschrieben werden. Unter Beachtung der Beziehung

$$\frac{1}{1 + \exp(\pm 2x)} = \frac{1}{2}(1 \pm \tanh x) \qquad (9)$$

folgt

$$I_{C1} = \frac{I_0}{2}\left(1 + \tanh \frac{U_1}{2U_T}\right) \qquad (10)$$

$$I_{C2} = \frac{I_0}{2}\left(1 \quad \tanh \frac{U_1}{2U_T}\right) \qquad (11)$$

Die normierte Darstellung. dieser beiden Gleichungen im Bild 3 macht die Aufteilung des Konstantstromes I_0 auf die Kollektorströme I_{C1} und I_{C2} deutlich.

Die grafische Darstellung zeigt für Eingangsspannungen $|U_1| < |U_T|$ eine annähernd lineare Beziehung zu den Kollektorströmen. Bei weiterem Anwachsen der Eingangsspannung erfolgt ein allmählicher Übergang in den Konstantstrom I_0, und für $|U_1| > |4U_T|$ kann eine nahezu vollständige symmetrische Begrenzung in der Form $I_{C1} = I_{C2} = I_0$ beobachtet werden. Das bedeutet, daß das Eingangssignal nur noch ein Hin- und Herschalten des Konstantstromes zwischen den beiden Transistoren T_1 und T_2 bewirken kann.

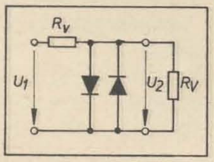


Bild 1: Diodenbegrenzer

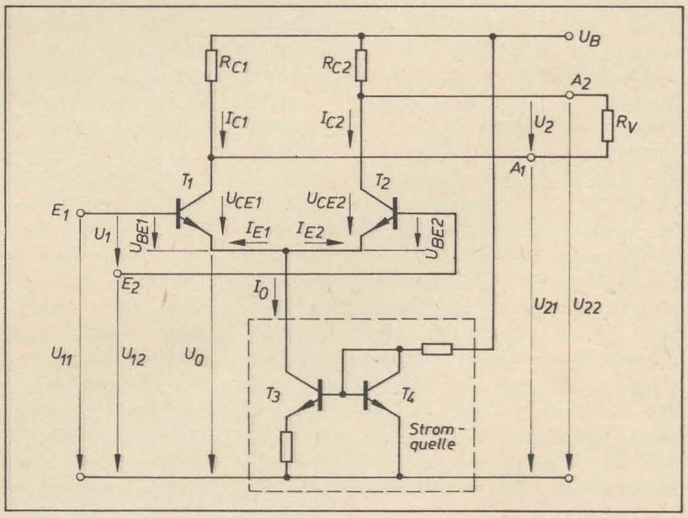


Bild 2: Differenzverstärker

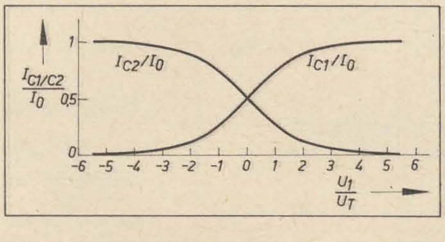


Bild 3: Aufteilung des Konstantstromes I_0 auf die Kollektorströme I_{C1} und I_{C2}

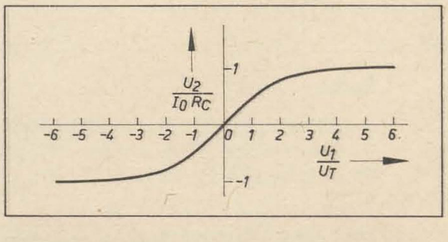


Bild 4: Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_2 von der Eingangsspannung U_1 – Übertragungskennlinie

Mit Hilfe der Gln. (10) und (11) kann die Ausgangsspannung U_2 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_1 berechnet werden. Nimmt man gleich große Kollektorwiderstände $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ an, so gilt:

$$U_2 = (I_{C1} - I_{C2}) R_C = I_0 R_C \tanh \frac{U_1}{2U_T} \qquad (12)$$

Im Bild 4 ist der durch die Gl. (12) gegebene Zusammenhang grafisch dargestellt. Es wird nochmals deutlich, daß eine lineare Verstärkung des Eingangssignals nur für $|U_1| < 25$ mV möglich ist.

Der Verstärkungsfaktor in diesem Bereich kann in guter Näherung mit

$$V_u = \left.\frac{dU_2}{dU_1}\right|_{U_1 \to 0} = \left.\frac{I_0 R_C}{2U_T} \frac{1}{\cosh^2\left(\frac{U_1}{U_T}\right)}\right|_{U_1 \to 0}$$

$$= \frac{I_0 R_C}{2U_T} \qquad (13)$$

angegeben werden.

Oberhalb von 25 mV setzt die Begrenzung ein, und für $|U_1| > 100$ mV wird die Amplitude der Ausgangsspannung vom Eingangspegel unabhängig. Es gilt dann:

$$|U_2| = U_{2B} = I_0 R_C \qquad (14)$$

Die Größe der begrenzten Ausgangsspannung und der Verstärkungsfaktor unterhalb des Begrenzereinsatzes werden also nur durch die Wahl des Konstantstromes I_0 und des Kollektorwiderstandes $R_C = R_{C1} = R_{C2}$ festgelegt.

Bei der Berechnung des Begrenzungsfaktors b kann von den im Bild 5 dargestellten Verhältnissen ausgegangen werden. Für den Modulationsgrad am Eingang und am Ausgang des Begrenzers können aus Bild 5 folgende Beziehungen abgelesen werden:

$$m_1 = \frac{U_{M1}}{U_{T1}} = \frac{|U_{1A}|}{U_{1A}} \qquad (15)$$

$$m_2 = \frac{U_{M2}}{U_{T2}} = \frac{|U_{2A}|}{U_{2A}} \qquad (16)$$

Damit folgt für den Begrenzungsfaktor

$$b = \frac{m_1}{m_2} = \frac{|U_{1A}|}{U_{1A}} \frac{U_{2A}}{|U_{2A}|} = \frac{U_{2A}}{U_{1A}} \frac{1}{\left.\frac{dU_2}{dU_1}\right|_{U_1 = U_{1A}}} \qquad (17)$$

Durch Einsetzen der Gl. (12) in Gl. (17) erhält man

$$b = 2\frac{U_T}{U_1} \tanh\left(\frac{U_1}{2U_T}\right) \cosh^2\left(\frac{U_1}{2U_T}\right)$$

$$b = \frac{U_T}{U_1} \sinh\left(\frac{U_1}{U_T}\right) \qquad (18)$$

Für die AM-Unterdrückung gilt dann

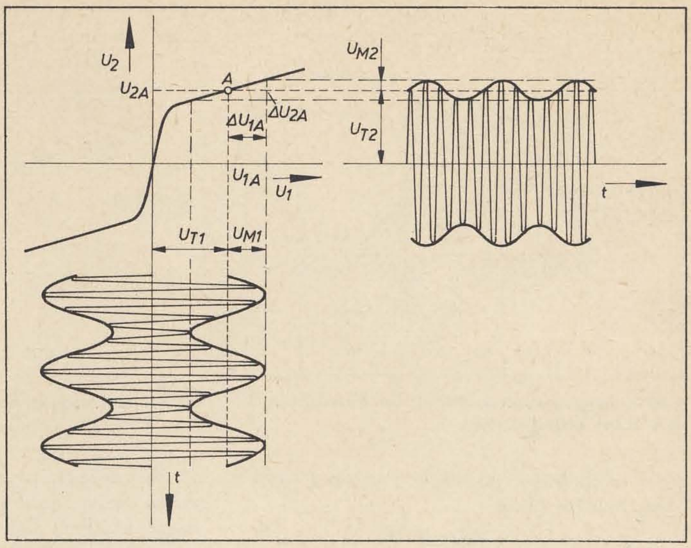
$$a_{AM} = 20 \lg \left[\frac{U_T}{U_1} \sinh\left(\frac{U_1}{U_T}\right)\right] \qquad (19)$$

Der nach Gl. (19) errechnete Verlauf der AM-Unterdrückung und die experimentell gewonnene Abhängigkeit sind im Bild 6 dargestellt. Rechnung und Messung stehen in guter Übereinstimmung. Die Messung wurde bei einer Trägerfrequenz von 500 kHz und einer Modulationsfrequenz von 1 kHz durchgeführt; der Modulationsgrad m_1 betrug 20 %.

Die erreichbare AM-Unterdrückung ist nur von der Größe des Eingangssignals abhängig; der Konstantstrom und Kollektorwiderstand sind ohne Einfluß.

Die Begrenzerwirkung mehrerer in Kette ge-

Bild 5:
Zur Bestimmung des Begrenzungsfaktors b aus dem Verlauf der Übertragungskennlinie $U_2 = f(U_1)$



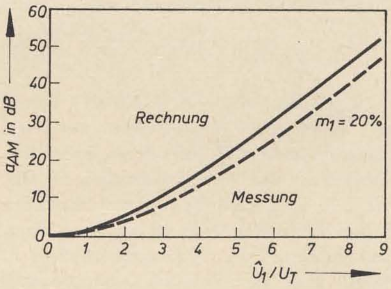


Bild 6: Abhängigkeit der AM-Unterdrückung a_{AM} von der Amplitude der Eingangsspannung U_1

schalteter Stufen errechnet sich zu

$$b_{ges} = \prod_{\nu=1}^{n} b_\nu \qquad (20)$$

bzw.

$$a_{AM\,ges} = \sum_{\nu=1}^{n} a_\nu \qquad (21)$$

Dabei ist zu beachten, daß auch bei gleichem Aufbau der Stufen die einzelnen b- bzw. a_{AM}-Werte unterschiedlich sein werden, weil die Eingangspegel jeder Stufe meist nicht übereinstimmen.

Dimensionierung von Differenzverstärkern mit Begrenzerwirkung

Bei der Dimensionierung eines Begrenzers wird man zweckmäßigerweise von der geforderten begrenzten Ausgangsamplitude U_{2B} ausgehen. Mit dieser Vorgabe liegt zunächst entsprechend Gl. (14) das Produkt $I_0 R_C = U_{2B}$ fest. Gleichzeitig wird damit über Gl. (13) auch die Verstärkung unterhalb des Begrenzereinsatzes bestimmt:

$$V_u = \frac{U_{2B}}{2U_T} \qquad (22)$$

Die Faktoren I_0 und R_C des mit Gl. (14) ermittelten Produktes sind im Prinzip frei wählbar. Allerdings ist bei der Festlegung von R_C der Verbraucherwiderstand R_V zu beachten. Es sollte stets $R_C \ll R_V$ sein. Weiterhin werden durch die Realisierung in integrierter Technik sowohl für R_C als auch für I_0 obere Grenzen gesetzt. Wird der Widerstand zu hoch gewählt, so kommen die mit seinem Aufbau verbundenen parasitären Kapazitäten sowie die kapazitive Komponente des Verbraucherwiderstandes zur Wirkung, und die obere Grenzfrequenz der Schaltung sinkt unzulässig stark ab. Wird der Konstantstrom zu hoch angenommen, so wird dadurch die zuzuführende Gleichstromleistung sehr groß, außerdem wird eine unvertretbar hohe thermische Belastung der Schaltung auftreten. Daher wird vorzugsweise mit Kollektorwiderständen $0{,}1\ \text{k}\Omega < R_C < 1\ \text{k}\Omega$ und Konstantströmen $0{,}1\ \text{mA} < I_0 < 1\ \text{mA}$ gearbeitet.

Die vorgegebene Ausgangsamplitude U_{2B} bestimmt weiterhin maßgeblich die für den Differenzverstärker erforderliche Betriebsspannung U_B. Anhand des Bildes 2 kann für den Zusammenhang zwischen U_B und den Spannungsabfällen an den Kollektorwiderständen ($I_0 R_C$), den Transistoren (U_{CE}) und der Stromquelle (U_0) folgende Beziehung angegeben werden:

$$U_B = I_C R_C + U_{CE} + U_0 \qquad (23)$$

Bei hinreichend großer Aussteuerung (Begrenzung) wird $I_C R_C = I_0 R_C = U_{2B}$, wobei $U_{CE} > U_{CE\,rest}$ bleiben muß. Daraus folgt

$$U_B > U_{2B} + U_{CE\,rest} + U_0 \qquad (24)$$

Um eine einwandfreie Funktion der Stromquelle zu gewährleisten, sollte $U_0 \geqq 2U_{F0} \approx 1{,}4$ V gewählt werden.

Eine weitere Präzisierung bei der Festlegung der Betriebsspannung wird notwendig, wenn mehrere Begrenzerverstärker in Reihe geschaltet werden. Bei integrierten Verstärkern werden die einzelnen Stufen galvanisch gekoppelt, wobei sich das Ausgangsruhepotential im allgemeinen mit wachsender Stufenzahl zu immer größeren Werten verschiebt ($U_{CE} > U_{BE}$). Diese Verschiebung ist unerwünscht und kann vermieden werden, wenn man

$$U_{CE} = U_{BE} = U_{F0} \approx 0{,}7\ \text{V} \qquad (25)$$

wählt [1]. Si-Transistoren arbeiten dann immer noch im aktiven Bereich, können jedoch nur mit kleinen Signalen ausgesteuert werden. Diese Bedingung der geringen Aussteuerung ist bei Begrenzerverstärkern meist erfüllbar, und es können so mehrstufige Anordnungen aufgebaut werden, bei denen die Ruhepotentiale aller Stufen gleich sind. Setzt man für $I_C R_C$ ebenfalls U_{F0}, so folgt damit und mit der für U_0 gegebenen Empfehlung aus Gl. (23)

$$U_B = 4U_{F0} \qquad (26)$$

Von dieser Dimensionierungsmöglichkeit wird bei den meisten integrierten Begrenzerverstärkern Gebrauch gemacht. Die ma-

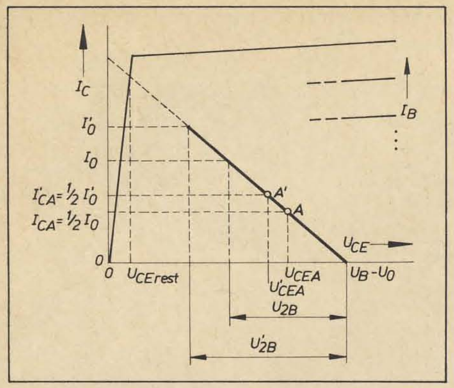


Bild 7: Ausgangskennlinienfeld der Transistoren T_1 bzw T_2 bei Variation von I_0

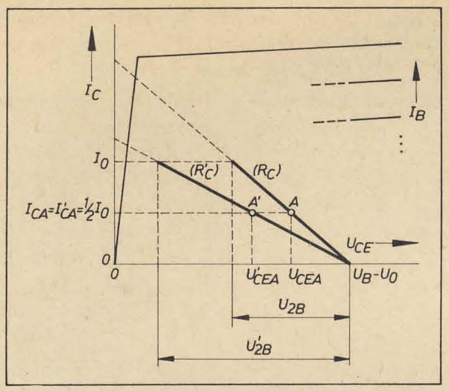


Bild 8: Ausgangskennlinienfeld der Transistoren T_1 bzw. T_2 bei Variation R_C

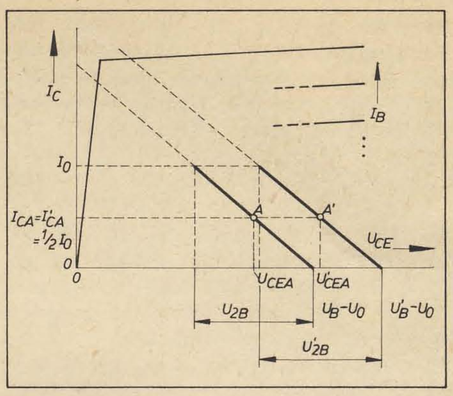


Bild 9: Ausgangskennlinienfeld der Transistoren T bzw. T_2 bei Variation von U_B

ximal erzielbare begrenzte Ausgangsspannung beträgt dann

$$U_{2B\,max} = 2U_{F0} - U_{C\,rest} \quad (27)$$

Die nach wie vor über Gl. (14) einzustellenden U_{2B}-Werte liegen vielfach bei 250 mV. Integrierte FM-ZF-Verstärker enthalten meist acht in Kette geschaltete derartige Differenzverstärker (typisch für den ZF-Verstärker innerhalb der integrierten Schaltungen A 220 D, A 223 D, TBA 120 S und TBA 120 U) und besitzen die in der Tafel (siehe unten) genannten charakteristischen Kennwerte [1].

Eine anschauliche Darstellung der für die Dimensionierung von Differenzverstärkern

Eingangsspannung bei Begrenzereinsatz	U_{1B} = 30 μV
Amplitude der begrenzten Ausgangsspannung	U_{2B} = 250 mV
Spannungsverstärkung unterhalb des Begrenzereinsatzes	V_U = 68 dB
AM-Unterdrückung bei einer Eingangsspannung von U_1 = 500 μV	a_{AM} = 55 dB

mit Begrenzerwirkung wichtigen Zusammenhänge kann anhand des Ausgangskennlinienfeldes der Transistoren T_1 bzw. T_2 gegeben werden [3]. Für den Verlauf der dort einzutragenden Arbeitsgeraden gilt

$$I_C = \frac{1}{R_L} |U_{CE} - (U_B \quad U_0)| \quad (28)$$

Bild 7 zeigt, wie sich die Variation von I_0 auswirkt. I_0 begrenzt I_C und damit den Aussteuerungsbereich auf der Arbeitsgeraden. Die Projektion der Arbeitsgeraden im Bereich $0 \leq I_C \leq I_0$ auf die Spannungsachse liefert die Amplitude der begrenzten Ausgangsspannung U_{2B}. Mit wachsendem I_0 vergrößert sich der Aussteuerungsbereich und damit U_{2B}.

Im Bild 8 ist der Einfluß von R_C dargestellt. Vergrößert man R_C, so verringert sich die Neigung der Arbeitsgeraden. Das bedeutet, daß der mögliche Spannungsaussteuerungsbereich und damit U_{2B} ansteigen.

Bild 9 verdeutlicht den Einfluß von U_B. Die Spannung U_B muß stets so gewählt werden, daß im Moment der Vollaussteuerung (Begrenzung $I_C = I_0$) die verbleibende Kollektor-Emitterspannung U_{CE} immer noch größer als die Kollektor-Emitter-Restspannung $U_{CE\,rest}$ ist und dadurch eine exakte symmetrische Begrenzung ohne Sättigungseffekte an T_1 bzw. T_2 garantiert wird. Erhöht man U_B, so bedeutet das eine Parallelverschiebung der Arbeitsgeraden nach rechts. U_{2B} wird davon nicht beeinflußt. Allerdings hat der U_B-Anstieg ein Anwachsen der Verlustleistung der Transistoren T_1, T_2 zur Folge, was bei integrierten Strukturen meist nachteilig ist.

Literatur

[1] Köstner, R.; Möschwitzer, A.: Elektronische Schaltungstechnik – Analogschaltkreise. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig K.-G. 1978

[2] Giacoletto, L. J.: Differential Amplifiers. New York: John Wiley 1970

[3] Sisolefsky, B.: Untersuchung integrierter Selektivverstärker. Diplomarbeit. Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden 1977

Spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren zur Erzeugung symmetrischer Dreieck- und Rechteckspannungen

Ing. HARRO KÜHNE

Dieser Beitrag beschreibt zwei spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren, die symmetrische Dreieck- und Rechteckspannungen erzeugen. Die Frequenz der Generatoren ist weitgehend linear von einer äußeren Steuerspannung abhängig, so daß sich die angegebenen Schaltungen auch für Wobbelzwecke eignen. Die Verwendung von SFET-Operationsverstärkern ermöglicht einen Frequenzbereich von 0...100 kHz. Von beiden Generatoren wird zunächst deren prinzipielle Wirkungsweise und anschließend ein praktisch realisiertes Schaltbeispiel näher beschrieben.

Wobbelbare Funktionsgeneratoren liefern meist rechteck-, dreieck- und sinusförmige Spannungen und sind für Meßzwecke im NF-Bereich ausgezeichnet geeignet. Während die beiden erstgenannten Spannungsformen von Generatorschaltungen direkt erzeugt werden können, gewinnt man die sinusförmige Spannung mit Hilfe progressiver Begrenzung der Dreieckspannung [1].

Besonders einfach sind spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren mit Operationsverstärkern zu realisieren. Bild 1 zeigt eine brauchbare Variante.

Der eigentliche Generator besteht aus dem als Integrator geschalteten Operationsverstärker V_3 und dem ihm folgenden Stromtrigger mit dem Operationsverstärker V_4. Für eine geringe Belastung der Steuerspannungsquelle sorgt der Spannungsfolger mit V_1. Dieser stellt als Steuersignal eine positive Gleichspannung, der beim Wobbelbetrieb auch eine Wechselspannung überlagert sein kann, niederohmig zur Verfügung. Durch den Operationsverstärker V_2 wird die Steuerspannung invertiert.

Die Funktionsweise der Generatorschaltung im Bild 1 kann folgendermaßen beschrieben werden. Der Schalter S_1 soll zunächst geöffnet sein. Bei anliegender positiver Eingangsspannung U_{S1} fließt über den Widerstand R_1 ein positiver Strom in den Summationspunkt des Integrators. Dieser Strom verursacht ein zeitlineares Absinken der Ausgangsspannung von V_3, das sich so lange fortsetzt, bis die Spannung am Ausgang des Integrators gleich der im negativen Spannungsbereich liegenden Ausschaltspannung U_{aus} des Triggers V_4 ist. Dieser schaltet dann um und schließt den Schalter S_1. Auf Grund der Dimensionierung $R_4 = R_1/2$ wechselt der in den Summationspunkt von V_3 fließende Strom sofort sein Vorzeichen. Nun steigt die Spannung am Integratorausgang in positiver Richtung zeitlinear an, bis die im positiven Spannungsbereich liegende Einschaltspannung U_{ein} des Stromtriggers mit V_4 erreicht wird. Dieser wechselt erneut seinen Schaltzu-

stand, S_1 öffnet, und die beschriebenen Vorgänge beginnen von vorn. Liegen die Umschaltpunkte des Stromtriggers symmetrisch zum Massepotential, so liefert der Generator Dreieck- und Rechteckspannungen an den Ausgängen der Verstärker V_3 bzw. V_4. Für die Abhängigkeit der Frequenz f von der Steuerspannung U_{St} können unter Zuhilfenahme von Bild 2 die anschließenden Beziehungen abgeleitet werden. Für die Dauer der Abintegration t_{ab} ist der Schalter S_1 offen, und es gilt:

$$\int_0^{t_{ab}} \frac{U_{St}}{R_1} dt = -C_1 \int_{U_{ein}}^{U_{aus}} dU_{AV3}$$

Daraus folgt:

$$t_{ab} = \frac{R_1}{U_{St}} C_1(U_{ein} - U_{aus}) \quad (1)$$

Im Zeitintervall t_{auf} ist S_1 geschlossen. Es fließt ein zusätzlicher, negativ gerichteter Strom in den Summationspunkt des Integrators. Deshalb kann für die Berechnung der Zeit t_{auf} der folgende Ansatz verwendet werden:

$$\int_{t_{ab}}^{t_{ab}+t_{auf}} \left(\frac{U_{St}}{R_1} - \frac{U_{St}}{R_4}\right) dt = -C_1 \int_{U_{aus}}^{U_{ein}} dU_{AV3}$$

Die Lösung dieser Integrale liefert für t_{auf}:

$$t_{auf} = -C_1 \frac{U_{ein} - U_{aus}}{\frac{U_{St}}{R_1} - \frac{U_{St}}{R_4}} \quad (2)$$

Im hier diskutierten Anwendungsfall sollen die Zeiten t_{ab} und t_{auf} identisch sein. Durch Gleichsetzen der Gln. (1) und (2) erhält man die erforderliche Dimensionierungsvorschrift

$$R_4 = 0{,}5\, R_1 \quad (3)$$

Für die Frequenz f gilt:

$$f = \frac{1}{t_{ab} + t_{auf}} \quad (4)$$

Mit Gl. (4) und dem Einsetzen der Gl. (3) in Gl. (2) läßt sich die Frequenz schließlich folgendermaßen berechnen:

$$f = \frac{U_{St}}{2R_1C_1(U_{ein} - U_{aus})} \quad (5)$$

Entsprechend der Gl. (5) ist die Frequenz eines Generators nach Bild 1 linear von der Steuerspannung U_{St} abhängig.

Einen Operationsverstärker weniger benötigt der im Bild 3 abgebildete Funktionsgenerator. Ein speziell dimensioniertes Widerstandsnetzwerk steuert den Integrator mit V_2. Diesem folgt ein als Schmitt-Trigger geschalteter Operationsverstärker, der seinerseits die Lage des Schalters S_1 steuert.

Der Trigger der Schaltung nach Bild 3 soll zunächst eingeschaltet sein, d. h., der Schalter S_1 ist offen. Am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers V_2 liegt ein Bruchteil der positiven Steuerspannung U_{St}. Innerhalb dieses Schaltzustandes fließt in den Summationspunkt des Integrators ein positiver Strom, der ein zeitlineares Absinken der Ausgangsspannung von V_2 verursacht, bis der Ausschaltpegel des Triggers erreicht wird. In diesem Augenblick schaltet dieser und schließt S_1. Bei geeigneter Dimensionierung der Widerstände R_1 bis R_4 wechselt daraufhin die Stromrichtung des zu integrierenden Stromes. Die Ausgangsspannung des Integrators steigt danach so lange an, bis sie gleich der Einschaltspannung des Triggers ist. Dieser wechselt seine Lage erneut, und die Phase der Abintegration beginnt wieder. Die Frequenz f folgt auch bei diesem Generator der Gl. (4). Aus dem Zusammenhang

$$\int_0^{t_{ab}} \frac{U_{St}R_2}{R_1(R_2 + R_3)} dt = -C_1 \int_{U_{ein}}^{U_{aus}} dU_{AV2}$$

erhält man durch Integration die Gleichung für t_{ab}:

$$t_{ab} = \frac{R_1(R_2 + R_3)\, C_1(U_{ein} - U_{aus})}{U_{St}R_2} \quad (6)$$

Bei geschlossenem Schalter gilt für die Zeit t_{auf} der Ansatz

$$\int_{t_{ab}}^{t_{ab}+t_{auf}} \frac{U_{St}R_2}{R_1(R_2 + R_3)} - \frac{U_{St}R_3}{R_4(R_2 + R_3)} dt$$

$$C_1 \int_{U_{aus}}^{U_{ein}} dU_{AV2}$$

Hier liefert die Lösung der Integrale

$$t_{auf} = -\frac{C_1(U_{ein} - U_{aus})}{U_{St}\left(\frac{R_3}{R_1(R_2 + R_3)} - \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)}\right)} \quad (7)$$

Die Zeiten t_{ab} und t_{auf} sollen wieder identisch sein. Das Gleichsetzen von Gl. (6) und Gl. (7) führt zu der folgenden Dimensionierungsvorschrift:

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{2R_4} = K \quad (8)$$

Mit K = 1 vereinfachen sich die Gln. (6) und (7) zu

$$t_{ab} = t_{auf} = \frac{2C_1R_1(U_{ein} - U_{aus})}{U_{St}} \quad (9)$$

Aus der Gl. (9) ergibt sich nun die Frequenz f:

$$f = \frac{U_{St}}{4C_1R_1(U_{ein} - U_{aus})} \quad (10)$$

Bevor auf die praktischen Schaltungen eingegangen wird, sollen noch einige Hinweise zu den verwendbaren Operationsverstärkern gegeben werden. Die Verstärker V_1 und V_2 im Bild 1 und der Verstärker V_1 im Bild 3 arbeiten als Gleichspannungsverstärker. Für diese wird zweckmäßigerweise der Typ MAA 741 benutzt, der auch die in Frage kommenden Wobbelspannungen ohne merkliche Verzerrungen verarbeitet. Für die in den Integratoren eingesetzten Verstärker müssen möglichst Exemplare mit hoher Spannungsanstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignales dU_A/dt verwendet werden, weil dieser Kennwert die maximal mögliche obere Generatorfrequenz bei vorgegebener Amplitude der Dreieckspannung bestimmt. Bezeichnet man die Spitze-Spitze-Ausgangsspannung des Integrators mit $U_{A\,SS}$, so kann die Generatorfrequenz nur den nachstehenden Grenzwert f_{max} erreichen:

$$f_{max} = \frac{dU_A}{dt} \frac{1}{2U_{A\,SS}} \quad (11)$$

Der Operationsverstärker A 109 besitzt bei der für den Betrieb als Integrator erforderlichen Frequenzkompensation eine Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von etwa $dU_A/dt = 0{,}25\ V/\mu s$. Die Typen MAA 741 und MAA 748 sind etwas günstiger. Unter den gleichen Bedingungen gilt hier der Wert $dU_A\ dt = 0{,}5\ V\ \mu s$. Mit den genannten Zahlenwerten und einer Ausgangsdreieckspannung von z. B. $U_{A\,SS} = 5\ V$ können die Operationsverstärker A 109 oder MAA 471 und MAA 748 nur bis zu Frequenzen von maximal f = 25 kHz bzw. f = 50 kHz verwendet werden. Erheblich höhere Arbeitsfrequenzen erlaubt dagegen der sowjetische Operationsverstärker К 140 УД8Б, der eine Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von $dU_A/dt = 5\ V/\mu s$ besitzt. Dieser SFET-Operationsverstärker ist deshalb für Generatorschaltungen entsprechend den Bildern 1 und 3 sehr gut geeignet, wobei die Arbeitsfrequenz maximal einige hundert Kilohertz betragen kann. Zusätzliche Vorteile durch die extrem geringen Eingangsruheströme dieses Verstärkers kommen bei extrem niedrigen Frequenzen zur Geltung. Aus diesem Grund wurde in den praktischen Schaltungen dieser Typ verwendet.

Besonders problematisch ist die Verwendung normaler Operationsverstärker in den erforderlichen Triggerschaltungen. Die

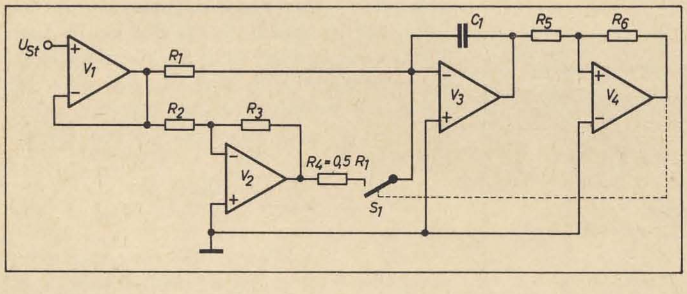


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Funktionsgenerators mit Operationsverstärkern

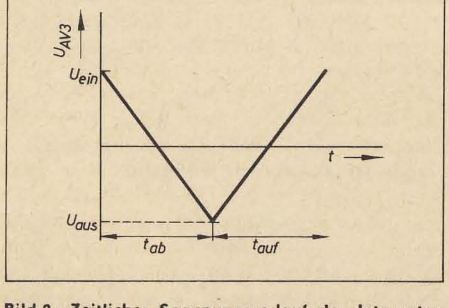


Bild 2: Zeitlicher Spannungsverlauf der Integratorausgangsspannung

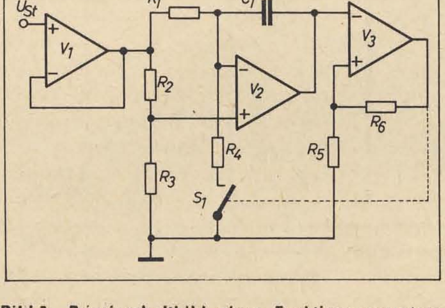


Bild 3: Prinzipschaltbild eines Funktionsgenerators mit drei Operationsverstärkern

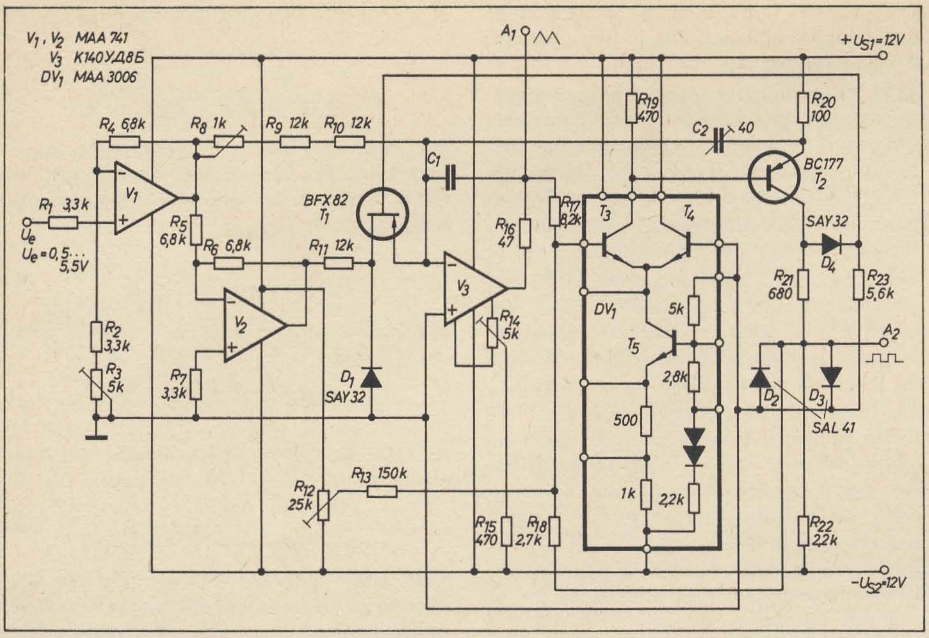


Bild 4: Praktische Schaltung eines Generators nach Bild 1

Operationsverstärker arbeiten hier im gesättigten Betrieb und sind stark übersteuert. Diese Tatsache bedingt lange Einschwingzeiten der Trigger, so daß insbesondere im oberen Frequenzbereich nicht mehr mit einer linearen Abhängigkeit zwischen Frequenz und Steuerspannung gerechnet werden kann. Die Frequenz liegt dann niedriger als erwartet. Aus diesem Grund wurden in den praktischen Schaltungen Trigger verwendet, die im ungesättigten Betrieb arbeiten.

Bild 4 zeigt eine praktisch erprobte Generatorschaltung, die entsprechend dem im Bild 1 vorgestellten Prinzip arbeitet. Die Frequenz dieses Generators ist im Verhältnis von 1:11 mit einer Steuerspannung von $U_{S1} = 0{,}5...5{,}5$ V veränderlich. Die Frequenzbereiche sind dekadisch abgestuft und können mit dem Kondensator C_1 festgelegt werden. Ein Kondensator von $C_1 = 4{,}7$ nF ergibt bei der vorliegenden Dimensionierung einen Frequenzbereich von $1 \text{ kHz} \leq f \leq 11$ kHz. Der Generator liefert eine Dreieckspannung mit einer Amplitude von $U_{\wedge SS} = 4$ V und eine Rechteckspannung mit $U_{\wedge SS} = 1{,}5$ V. Für eine Frequenz von $f = 10$ kHz ($C_1 = 4{,}7$ nF) war am Ausgang von V_1 eine Spannung von $U_{\wedge V1} = 9$ V notwendig. Da die externe Steuerspannung in diesem Fall $U_{S1} = 5$ V beträgt, muß der Operationsverstärker V_1 eine Verstärkung von $v_{V1} = 1{,}8$ aufweisen. Diesen Wert, der mit R_3 zu Eichzwecken verändert werden kann, sichert die Beschaltung mit den Widerständen R_2 bis R_4. Der Verstärker V_2 sorgt für die Invertierung des Steuersignals. Eine Kompensation der Offsetspannungen der Verstärker V_1 und V_2 erwies sich auf Grund der relativ großen unteren Steuerspannung als nicht erforderlich. Für den Integrator wurde der intern frequenzkompensierte SFET-Operationsverstärker К 140 УД8Б benutzt, der über eine Möglichkeit zur Kompensation der Offsetspannung, die bei diesem Typ relativ große Werte annehmen kann, verfügt. Die Widerstände R_{14} und R_{15} übernehmen diese Funktion. Als vorteilhaft hat sich der Einsatz von R_{16} erwiesen, der die Schwingsicherheit des Integrators verbessert.

Für den Schalter S_1 im Bild 1 wurde ein p-Kanal-SFET benutzt. Die Sourceelektrode von T_1 ist mit dem Summationspunkt des Integrators verbunden. Dieser Punkt ist eine virtuelle Masse. Deshalb ist T_1 immer dann leitend, wenn sein Gate auf Massepotential liegt. T_1 sperrt dagegen, wenn seine Gatespannung einen solchen positiven Spannungswert aufweist, der größer als die Pinch-off-Spannung U_p des selbstleitenden SFET ist. Bei dem Musterexemplar betrug $U_p = 4$ V. Der Sperrzustand wird sicher durch die noch zu erläuternde Triggerschaltung erreicht, die immer dann eine Gatespannung von $U_{G\,T1} = 7{,}5$ V liefert, wenn T_1 in den Sperrzustand übergehen soll.

Der Stromtrigger besteht aus dem integrierten Differenzverstärker vom Typ MAA 3006 und einem zusätzlichen pnp-Transistor. Wie schon oben festgestellt wurde, muß eine Sättigung der Transistoren des Triggers vermieden werden, damit dessen Schalt- und Einschwingzeiten hinreichend niedrig sind. Der Differenzverstärker wurde so betrieben, daß dessen Stromquelle einen Kollektorstrom von $I_{C\,T5} = 3{,}8$ mA zur Verfügung stellt. Im eingeschalteten Zustand des Triggers übernimmt der Transistor T_3 diesen Strom vollständig, da T_1 sperrt. Der Strom $I_{C\,T5} = I_{C\,T3} = 3{,}8$ mA verursacht über dem Widerstand R_{19} einen Spannungsabfall von 1,8 V, der einen Kollektorstrom von $I_{C\,T2} = 11$ mA bewirkt. Dieser erzeugt über der Reihenschaltung von D_3 und R_{21} einen Spannungsabfall von etwa 8,2 V. So wird gewährleistet daß der Transistor T_2 nicht im gesättigten Betrieb arbeitet, weil seine Kollektor-Emitterspannung im leitenden Zustand immer noch $U_{CE\,T2} = 2{,}7$ V beträgt. Über D_4 wird die positive Spannung dem Gate von T_1 zugeleitet, der deshalb sperrt. Ein Teil des Kollektorstromes von T_2 fließt über die Diode D_3 nach Masse ab. Die zweite Hälfte des Kollektorstromes von T_2 fließt über R_{22} zur negativen Speisespannung $-U_{S2}$. Der Widerstand R_{22} wurde so dimensioniert, daß im leitenden und im gesperrten Zustand des Transistors T_2 die Beträge der Ströme durch die Dioden D_3 bzw. D_2 jeweils identisch sind. Bei gleichen Flußspannungen von D_2 und D_3, die sehr gut durch die Verwendung des Doppeldiodentyps SAL 41 gesichert sind, gilt zur Ermittlung von R_{22}:

$$R_{22} = \frac{-U_{S2}}{-I_{C\,T2}} \tag{12}$$

D_2 und D_3 stabilisieren die Ausgangsspannung des Triggers auf die Werte ihrer Flußspannungen. Der Ausgang A_2 darf nicht belastet werden. Hier ist eine Folgerschaltung notwendig. Die Amplitude der Dreieckspannung ist gleich der Hysterese U_{hys} des Triggers:

$$U_{hys} = U_{ein} - U_{aus} \tag{13}$$

Man kann U_{hys} mit der nachstehenden Gleichung rechnerisch ermitteln:

$$U_{hys} = \frac{R_{17}}{R_{18}}(U_{F\,D2} + U_{F\,D3}) \tag{14}$$

Die Ein- und Ausschaltspannungen liegen symmetrisch zum Massepotential, und ihre Beträge sind gleich $U_{hys}/2$.

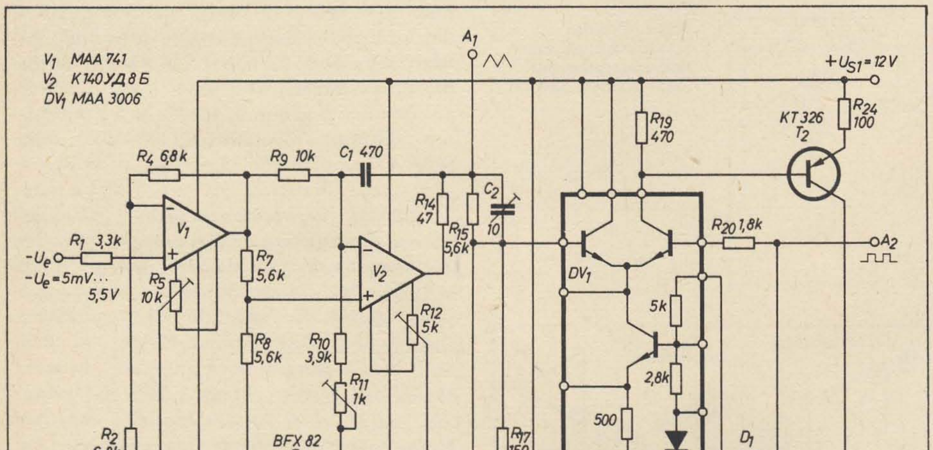


Bild 5: Realisierte Schaltung eines Generators nach Bild 3

Ein exakter Abgleich der Symmetrie der Dreieckspannung zum Massepotential ist mit dem Einstellpotentiometer R_{13} möglich. Anschließend gleicht man bei der minimalen Steuerspannung den Regler zur Offsetspannungskompensation so ab, daß die Halbperioden der Dreieckspannung gleiche Dauer aufweisen. Zuvor muß aber ein solcher Abgleich bei maximaler Steuerspannung mit dem Einstellregler R_8 vorgenommen worden sein. Dieser Regler eliminiert den Einfluß des endlichen Kanalwiderstandes bei eingeschaltetem SFET T_1. Den Abschluß bildet die Einstellung der gewünschten Proportionalität zwischen der Frequenz und der Steuerspannung mit dem variablen Widerstand R_3.

Ein praktisch realisiertes Beispiel des im Bild 3 vorgestellten Schaltungsprinzips zeigt Bild 5. Besonderes Kennzeichen dieses Generators ist sein großer Frequenzbereich, der ohne Umschaltung des Kondensators von $f_{min} = 100$ Hz bis $f_{max} = 108$ kHz reicht. Zum Durchstimmen dieses Bereiches war eine negative Steuerspannung von —5 mV bis —5,5 V erforderlich. Die Amplitudenwerte für die Dreieckspannung und die Rechteckspannung betrugen $U_{A\,SS} = 4$ V und $U_{A\,SS} = 1{,}5$ V. Der Gleichspannungsverstärker V_1 sorgt für eine geringe Belastung der Steuerspannungsquelle und besitzt eine Verstärkung von $v_{V1} = 1{,}5$. Für S_1 wurde wiederum ein p-Kanal-SFET benutzt, dessen Sourceelektrode hier mit dem Massepotential verbunden ist. Die Beschaltung des Integrators mit dem Operationsverstärker V_1 unterscheidet sich nicht von der im Bild 4 gezeigten. Auch die Triggerschaltung wurde diesem Bild entsprechend ausgelegt. Unterschiedlich ist nur, daß der Trigger hier nach dem Schmittprinzip und nicht als Stromtrigger arbeitet. Für die Hysterese U_{hys} gilt deshalb die Beziehung

$$U_{hys} = \frac{(R_{15} + R_{16})\,(U_{FD1} + U_{FD2})}{R_{16}} \qquad (15)$$

Der Kondensator C_2 verbessert die Linearität der Schaltung bei hohen Arbeitsfrequenzen. Er sorgt für eine geringfügige Verkleinerung der Hysterese mit zunehmender Arbeitsfrequenz.

Auf Grund der im unteren Frequenzbereich relativ niedrigen Steuerspannung ist zunächst zum Abgleich dieses Generators eine Kompensation der Offsetspannung des Verstärkers V_1 erforderlich. Anschließend wird mit dem Einstellregler R_{18} die Symmetrie der Dreieckspannung, bezogen auf das Massepotential, am Ausgang von V_2 eingestellt. Bei großer negativer Steuerspannung erfolgt dann die Symmetrierung der Anstiegs- und Abfallzeiten der Dreieckspannung mit dem Einstellpotentiometer R_{11}. Dieses Potentiometer beseitigt ebenfalls den Einfluß des Kanalwiderstandes von T_1. Zur abschließenden Kompensation der Offsetspannung des Integrators und Einstellung der Proportionalität zwischen Steuerspannung und Generatorfrequenz sind die Potentiometer R_{12} bzw. R_3 vorgesehen. Im Bild 6 ist der bei dem Erprobungsmuster ermittelte Linearitätsfehler aufgetragen.

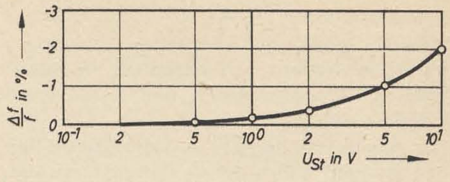


Bild 6: Gemessener Linearitätsfehler des im Bild 5 vorgestellten Funktionsgenerators

Literatur

[1] Kühne, H.: Begrenzer für Sinussynthetisatoren. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 7, S. 431–433

Diskussion

Verbesserung der Kopfhörerwiedergabe von raumbezogenen Stereoübertragungen

Ergänzend zum Beitrag [1] werden die Voraussetzungen für die angestrebte Klangbildverbesserung genannt und einige notwendige Hinweise für den Anwender der vorgestellten Schaltungen gegeben.

Eine originalgetreue Simulation der Lautsprecherwiedergabe mit Kopfhörer kann erreicht werden, wenn die Schallsignale an den Trommelfellen bei einer Kopfhörerübertragung mit denen, die durch eine Lautsprecherbeschallung entstehen würden, nach Betrag und Phase übereinstimmen. Fehler in den Übertragungsfunktionen der simulierenden Schaltungen führen zu Veränderungen des reproduzierten Schallfeldes und damit zu den bekannten negativen Erscheinungen der Kopfhörerübertragung. Am unangenehmsten wird dabei die „Im-Kopf-Lokalisation“ aller Schallquellen empfunden.

Nach dem Modell von Plenge [2] geschieht die Ortung von Schallquellen durch einen Prozeß, bei dem die akustischen Signale mit bekannten Reizmustern im Kurzzeit- und Langzeitspeicher des Gedächtnisses verglichen werden. Ist das akustische Signal keinem der bekannten Reizmuster zuzuordnen so wird die Schallquelle an der Stelle, die als einzige für natürliche Schallquellen nicht möglich ist – also im Kopf – geortet. Damit ist das Auftreten der Im-Kopf-Lokalisation (IKL) – wird sie nicht künstlich erzeugt – eine Fehleranzeige für die Schallfeldreproduktion.

Eine notwendige Voraussetzung für die originalgetreue Simulation der Lautsprecherwiedergabe ist die Nachbildung der auftretenden Intensitäts- und Laufzeitdifferenzen, wie sie näherungsweise durch die in [1] vorgestellten Schaltungen vorgenommen wird. Die dazu erforderlichen Werte können [3] [4] entnommen werden. In der Regel wird aber damit das Auftreten von IKL nicht vermieden, da zusätzlich die Übertragungscharakteristik der verwendeten Kopfhörer, der geänderte Abstrahlwinkel (90° bei Kopfhörerwidergabe) und die Tatsache zu berücksichtigen sind, daß das Aufsetzen der Hörer u. U. die Abhöreigenschaften beeinflußt. Die individuellen Unterschiede einzelner Testpersonen können im Normalfall vernachlässigt werden [5].

Für die gewünschte vollständige Simulation ist die Übertragungsfunktion $\underline{F}_k(\omega)$ zu ermitteln (Bild 1). Zur Eliminierung des Kopfhörereinflusses wird die sich aus Intensitäts- und Laufzeitdifferenzsimulation ergebende Übertragungscharakteristik mit dem Kehrwert $(\underline{F}_k(\omega))^{-1}$ multipliziert. $\underline{F}_k(\omega)$ wird zweckmäßigerweise durch Messungen des verwendeten Kopfhörertyps an einem Kunstkopf bestimmt. Zum Teil erhebliche Fehlermöglichkeiten ergeben sich hierbei noch durch mangelhafte Kopfnachbildungen [6] [10] [11]. Dieses Verfahren [5] und seine schaltungstechnische Realisierung sind durch einen hohen Aufwand gekennzeichnet. Darüber hinaus kann, wie in [7] nachgewiesen wurde, durch die zusätzliche Nachbildung des indirekten Schallfeldes und seine richtige Einstellung zum Direktschall – also durch eine Simulation des Abhörraumes – die Schallfeldreproduktion verbessert und speziell das Auftreten der IKL verringert werden.

Alle bisher bekanntgewordenen Simulationen [4] [5] [7] [12] sind nur für den jeweils verwendeten Kopfhörertyp gültig. Zur Lösung dieses Problems wurde u. a. die Schaffung eines Standardkopfhörers durch eine Freifeldentzerrung vorgeschlagen [6] [12] [13]. Prinzipiell kann eine derartige Schall-

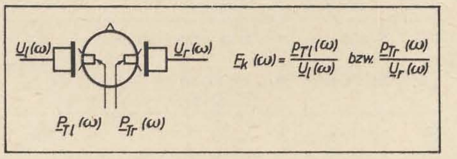


Bild 1: Zur Definition des Übertragungsfaktors $\underline{F}_k(\omega)$

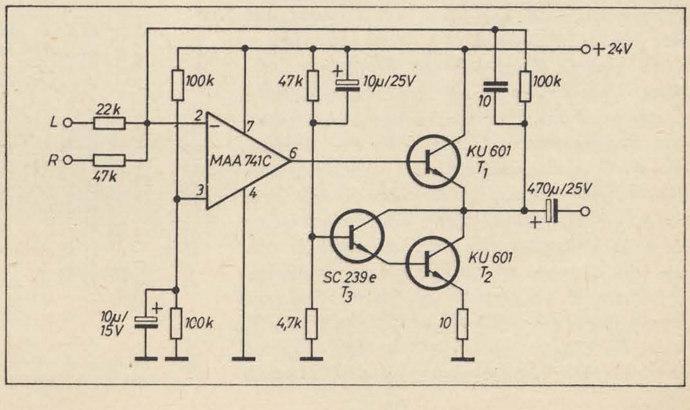


Bild 2: Ausführung der A-Endstufe (linker Kanal)

feldnachbildung auch nur dann erreicht werden, wenn der Kopfhörer bestimmte Mindestanforderungen bezüglich Frequenzbereich, Dynamikumfang und Trageeigenschaften erfüllt [6].

Für den Anwender der in [1] vorgestellten Schaltungen sollte daher vermerkt werden, daß ihre Wirksamkeit stark vom verwendeten Kopfhörertyp abhängig ist. Zur Einschätzung beider Schaltungsvarianten sind Hörtests mit den Kopfhörern

AKG K 240 (geschlossen und offen)
Sennheiser HD 414 (offen)
TFK th 300 (offen)
Hosiden DH-04-S (geschlossen)
Unitra SN 50 (geschlossen)

durchgeführt worden. Die Auswertung dieser Tests zeigt:

1. Der beste Höreindruck wird mit hochwertigen Hörern erreicht. Offene Systeme schneiden dabei in der Regel günstiger ab. Die Klangbildverbesserung für Hörer mit ungenügenden elektroakustischen Eigenschaften – in diesem Fall beim SN 50 – bleibt gering.
2. Schaltung 2 liefert das deutlich günstigere Klangbild. Der Grund hierfür liegt in der Laufzeitnachbildung bis in den entscheidenden Frequenzbereich von 1 bis 3 kHz hinein [8] [9]. Bei Verwendung einfacher Hörer ist der Unterschied zwischen beiden Schaltungen vernachlässigbar. Das erklärt auch die entsprechende Aussage in [1], wo die Hörtests ausschließlich mit dem SN 50 durchgeführt wurden. Ein Nachbau der aufwendigeren Schaltung 2 empfiehlt sich daher nur, wenn ein qualitativ hochwertiger Hörer eingesetzt werden kann.
3. Die mit Schaltung 2 und hochwertigen Hörern erreichbaren Verbesserungen stellen sich wie folgt dar:
   Das Klangbild erscheint transparenter und ermöglicht damit eine bessere Lokalisation der Schallquellen.
   Die Schallquellenverteilung gewinnt an Tiefe. Bei Interpreten liegt die Schallquelle z. T. vor dem Kopf (HD 414).
   Das Hören wird, wie bereits erwähnt, ermüdungsfreier.

Das Auftreten der IKL kann nicht vermieden werden. Die Möglichkeit der Richtungsinversion bei Schallquellen in der Medianebene ist weiterhin gegeben. Ebenso bleibt die Erscheinung erhalten, daß das Schallfeld leicht über dem „akustischen Horizont" abgebildet wird.

Abschließend eine schaltungstechnische Ergänzung: Für hochwertige Schallfeldreproduktionen sollte die im Bild 9 des Beitrages [1] angegebene Endstufenausführung nicht verwendet werden. Wegen des fehlenden Ruhestromes der Endstufentransistoren sind für kleine Aussteuerung und besonders beim Einsatz hochwertiger Kopfhörer hörbare Verzerrungen zu erwarten. Abhilfe bringt eine der üblichen Endstufenvarianten mit Ruhestrom, u. U. bereits der Einsatz eines Operationsverstärkers mit höherer Leerlaufverstärkung (z. B. MAA 741 C). Eine weitere Möglichkeit bietet die Verwendung einer A-Endstufe entsprechend Bild 2, wie sie von Thomas in der Originalliteratur zu Schaltung 2 vorgeschlagen wird. Die als Darlingtonstufe geschalteten Transistoren T_2 und T_3 bilden eine Stromquelle (aktive Last) für den Endstufentransistor T_1. Werden ausschließlich hochohmige Kopfhörerausführungen verwendet, so können nach einer entsprechenden Ruhestromreduzierung T_1 und T_2 durch Transistoren kleinerer Verlustleistung ersetzt werden, z. B. SF 127 bis SF 129. Diese Endstufe ist bei allen mit beiden Schaltungen durchgeführten Hörtests eingesetzt worden.

Dipl.-Ing. Peter Hey

Literatur

[1] Bilz, F.: Verbesserung der Wiedergabe von raumbezogenen Stereoübertragungen über Kopfhörer. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 222–225
[2] Plenge, G.: Über das Problem der Im-Kopf-Lokalisation. Acustica 26 (1972) S. 241–252
[3] Abbagnaro, L. A.; u. a.: Measurements of Diffraction and Interaural Delay of a Progressive Sound Wave Caused by the Human Head II. Journ. Acust. Soc. Amer. 58 (1975) H. 3, S. 693–700
[4] Laws, P.: Entfernungshören und das Problem der Im-Kopf-Lokalisiertheit von Hörereignissen. Acustica 29 (1973) H. 5, S. 243–259
[5] Blauert, J.; Laws, P.: Verfahren zur orts- und klanggetreuen Simulation von Lautsprecherbeschallung mit Hilfe von Kopfhörern. Acustica 29 (1973) S. 273–277
[6] Laws, P.; u. a.: Anmerkungen zur stereofonen kopfbezogenen Übertragungstechnik. Acustica 36 (1976/77) S. 45
[7] Sakamoto, N.; u. a.: On „Out-of-Head Localisation" in Headphone Listening. Journ. of the Audio Eng. Soc. 24 (1976) H. 9, S. 710–716
[8] Stevens, S. S.; Newman, E. B.: The Localisation of Actual Sources of Sound. Amer. Journ. Psychol. 48 (1936) H. 2, S. 297–306
[9] Mills, A. W.: Lateralisation of High-Frequency Tones. The Journ. of the Acoust. Soc. of Amer. 32 (1960) H. 1, S. 132–134
[10] Laws, P.; Platte, H. J.: Ein spezielles Konzept zur Realisierung eines Kunstkopfes für die kopfbezogene stereofone Aufnahmetechnik. NTC-Fachberichte 56 (1977) H. 4, S. 192 bis 198
[11] Steinke, G.: Möglichkeiten und Grenzen der kopfbezogenen Stereofonie, Teil 1. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 388–392
[12] Platte, H.-J.; Laws, P.: Technische Probleme beim Einsatz kopfbezogener stereofoner Übertragungssysteme. NTG-Fachberichte 56 (1977) H. 4, S. 184–191
[13] Mellert, V.: Die Normung kopfbezogener Stereoaufnahmen und ihre Wiedergabe über Lautsprecher. Fernseh- und Kinotechnik 30 (1976) H 3, S. 86–88

Hexadezimalanzeige

Die in [1] vorgestellte Schaltung löst das Problem einer Hexadezimalanzeige mit geringem Bauelementeaufwand. Der Vorschlag zur Nullausblendung ist allerdings nur bei einer zweistelligen Anzeige zu realisieren. Sollen mehr als zwei Ziffern angezeigt werden, käme es zu einer unübersichtlichen Zifferndarstellung, da jede Null – außer der ganz rechts stehenden – ausgeblendet werden würde.

Durch eine andere Programmierung des PROM (s. Tafel) und einige zusätzliche Gatter kann dieser Nachteil behoben werden. Wie die Tafel zeigt, erfolgt eine Nullausblendung, wenn L-Potential am Eingang E liegt. Besitzen die Eingänge A, B, C und D auch L-Potential (entspricht einer Null), hat der Ausgang Y8 ebenfalls L-Pegel. Die Ausgänge Y1 bis Y7 sind den Segmenten der LED-Anzeige zugeordnet. Alle Ausgänge der IS 74 188 sind offene Kollektorausgänge.

Bild 1 zeigt als Beispiel eine vierstellige Hexadezimalanzeige. Eine Null wird immer dann ausgeblendet, wenn links von ihr ebenfalls nur Nullen stehen. Die Null der ersten Stelle wird nicht, die der vierten Stelle immer ausgeblendet.

Tafel: Programmierung der IS 74 188

Adr.	Eingänge					Ausgänge Segment								Anzeige
	E	D	C	B	A	Y3	Y7 g	Y6 f	Y5 e	Y4 d	Y3 c	Y2 b	Y1 a	
00	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	leer
01	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	1
02	L	L	L	H	L	H	L	H	L	L	H	L	L	2
03	L	L	L	H	H	H	L	H	H	L	L	L	L	3
04	L	L	H	L	L	H	L	L	H	H	L	L	H	4
05	L	L	H	L	H	H	L	L	H	L	L	H	L	5
06	L	L	H	H	L	H	L	L	L	L	L	H	L	6
07	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	7
08	L	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	8
09	L	H	L	L	H	H	L	L	H	L	L	L	L	9
10	L	H	L	H	L	H	L	L	L	H	L	L	L	A
11	L	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L	H	H	b
12	L	H	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	C
13	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L	L	L	H	d
14	L	H	H	H	L	H	L	L	L	L	H	H	L	E
15	L	H	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	L	F
16	H	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	0
17	H	L	L	L	H	analog Adr. 01 bis 15 programmieren								
.														
.														
.														
31	H	H	H	H	H									

Der Enable-Eingang (Anschluß 15) kann zur Helligkeitsregelung der Anzeige verwendet werden. H-Potential an diesem Eingang bewirkt, daß an allen Ausgängen H-Pegel anliegt und die Anzeige somit abgeschaltet wird.

Walter Brandt

Literatur

[1] Kubias, T.: Hexadezimalanzeige. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H.6, S. 366

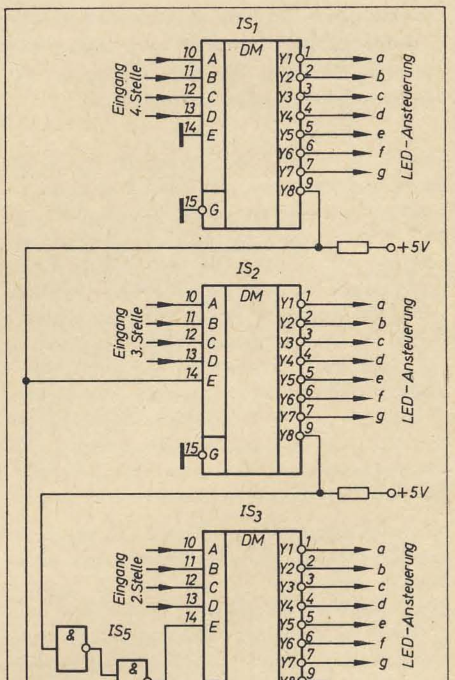


Bild 1: Vereinfachte Schaltung für eine vierstellige Hexadezimalanzeige mit Nullausblendung

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Durch geeignete Auslegung der Impulssteuerung können die Umschaltverluste niedrig gehalten werden. Übliche Verfahren sind Impulsbreitenmodulation (Gleichspannung als Eingangsspannung) oder Pulsfrequenzmodulation (pulsierende Eingangsspannung). Der Modulationsgrad, im Prinzip das Verhältnis t_0/t (Tastverhältnis), wird durch die Regelschaltung in Abhängigkeit von der Fehlergröße (Schwankung der Ausgangsspannung) bestimmt.
Geschaltete Regler weisen neben dem schon erwähnten Vorteil auch erhebliche Nachteile auf:

- erhöhter Bauelementebedarf
- niedrige Regelgeschwindigkeit, da die Regelung nur in einer Halbperiode ansprechen kann
- daraus resultierend schlechte Parameter für veränderliche Last
- die Ausgangsspannung enthält einen hohen Welligkeitsanteil (Brummspannung), dieser ist prinzipbedingt und nur durch großen Aufwand an Glättungsmitteln reduzierbar.

Es ist ersichtlich, daß der relativ gute Wirkungsgrad mit anderen Nachteilen erkauft wird. Bei hohen Forderungen an eine geringe Welligkeit und niedrige Störabstrahlung sind entsprechende Aufwendungen erforderlich. Werden als Siebglieder Drosseln verwendet, so liegen die Regelzeitkonstanten im Bereich einiger Millisekunden. Ein Überschwingen der Ausgangsspannung bei plötzlicher Lastverringerung ist somit nicht zu vermeiden. Für empfindliche Verbraucher sind deshalb zusätzliche Schutzmaßnahmen erforderlich.

1.3.3. Schaltungen mit stetiger Regelung

Entgegen vielen Äußerungen in der Literatur, die eine weitgehende Ablösung der stetigen Regler durch geschaltete Regler voraussagten, werden diese auch in der Zukunft noch ihre Bedeutung behalten. Gegenwärtig dürften sie noch einen Anteil von etwa 90 % aufweisen. Es ist deshalb mehr als gerechtfertigt, an dieser Stelle ausführlich auf deren schaltungstechnische Besonderheiten einzugehen.

1.3.3.1. Regelstrecke

Ein in der Regelstrecke eingesetzter Transistor muß folgenden Anforderungen entsprechen:

- Der zulässige Kollektorstrom muß gleich oder größer als der maximale Ausgangsstrom sein.
- Die Spannungsfestigkeit muß dem Anwendungsfall genügen.
- Er sollte eine möglichst hohe Stromverstärkung aufweisen.
- Die Sättigungsspannung sollte sehr niedrig sein.

Die Parameter sind Tabellenwerte. Die Auswahl der Transistoren erfolgt somit entsprechend den geforderten Werten.

Tafel 1: Kennwerte einiger Leistungstransistoren

Typ	U_{CEO} in V	I_C in A	P_{tot} in W	f_T in MHz	$U_{CE\,sat}$ in V	Hersteller
KD 501	40	20	150	2	0,75	Tesla
KD 502	60	20	150	2	0,75	Tesla
KD 503	80	20	150	2	0,75	Tesla
KD 605	40	10	70	2	2	Tesla
KD 606	60	10	70	2	2	Tesla
KD 607	80	10	70	2	2	Tesla
KD 616 (pnp)	60	10	70	2	2	Tesla
KD 617 (pnp)	80	10	70	2	2	Tesla
KU 601	60	2	10	10	1	Tesla
KU 602	120	2	10	10	1	Tesla
KU 605	200	10	50	3	1,7	Tesla
KU 606	120	8	50	3	2,45	Tesla
KU 608	250	10	70	3	1,7	Tesla
KU 611	50	3	10	10	1	Tesla
KU 612	80	3	10	10	1	Tesla
2N 3055	60	15	115	0,8	1,1	Tungsram

Bei großen Ausgangsleistungen ist eventuell eine Parallelschaltung mehrerer Transistoren erforderlich. Da die Spannungsverstärkung eines Transistors in der Regelstrecke (bei Anordnung im Längszweig) annähernd eins ist (Kollektorschaltung), wird zur Erreichung einer hohen Leistungsverstärkung eine hohe Stromverstärkung angestrebt. In den meisten Fällen ist dabei eine Darlingtonschaltung zweckmäßig. Bei der Dimensionierung sind auch die thermischen Probleme zu beachten. Nur eine ausreichende Kühlung der Leistungstransistoren garantiert stabile Arbeitspunkte. In der Tafel 1 sind einige ausgewählte Typen mit ihren wichtigsten Kennwerten aufgeführt. Beim Einsatz der KD-Typen (Tesla Rožnov, ČSSR) ist auf das in den Datenblättern enthaltene SOAR-Diagramm zu achten.

1.3.3.2. Regeleinrichtung

Die Regeleinrichtung besteht im allgemeinen aus Verstärker, Vergleicher und Sollwerteinsteller. Auf Grund der Eigenschaften von Transistoren werden die Funktionen Vergleichen und Verstärken von einem Transistor (oder von zwei Transistoren im Differenzverstärker) realisiert. Der Transistor arbeitet dabei in stromgegengekoppelter Emitterschaltung. Am Emitter liegt die Referenzspannung (Spannung des Normals), und der Basis wird die Ausgangsspannung bzw. ein Teil derselben zugeführt. Eine Abweichung der beiden Spannungen wirkt als Eingangsspannung des Transistors, die entsprechend der Spannungsverstärkung dieser Stufe verstärkt wird und als Stellgröße auf die Regelstrecke einwirkt. Vorteilhaft sind Transistoren mit hohen Stromverstärkungsfaktoren.
Der Sollwerteinsteller wird bei elektronisch geregelten Stabilisatoren in Abweichung von allgemeinen Regelschaltungen nicht dem Normal, sondern der Istspannung zugeordnet. Er besteht meist nur aus zwei Festwiderständen oder einem Einsteller. Bei Verwendung eines Einstellers kann der Regelbereich entsprechend der Aufgabenstellung durch Festwiderstände in Reihenschaltung eingeengt werden.

1.3.3.3. Normal, Referenzspannungserzeugung

Als Spannungsnormal, im weiteren Referenzspannungsquelle genannt, finden Z-Dioden und in speziellen Fällen Stabilisationszellen (Batterien, Primärelemente mit besonderer Spannungskennlinie) Verwendung. Für höhere Anforderungen werden Referenzdioden, das sind im Prinzip temperaturkompensierte Z-Dioden, eingesetzt. In der DDR stehen dafür die Typen SZY 20 bis SZY 23 zur Verfügung.
Beim Einsatz von Referenzdioden ist zu beachten, daß eine hohe Konstanz der Zener-Spannung nur erreicht wird, wenn diese Dioden mit einem vorgegebenen, konstanten Zener-Strom betrieben werden. Bei den genannten Typen sind es 5 mA. In modernen integrierten Schaltungen setzen sich spezielle Transistorkonfigurationen als Referenzspannungsquellen durch.

2. Bereitstellen der Betriebsspannung

Jedes Netzgerät benötigt zunächst eine Rohspannungsaufbereitung. Im wesentlichen besteht diese aus Netztransformator, Gleichrichter und Ladekondensator. Trotz der Einfachheit dieser Schaltungsteile kommt es gerade hier oftmals zu Fehldimensionierungen, die eine exakte Arbeit der nachfolgenden Schaltungen in Frage stellen.

2.1. Netztransformator

Der Netztransformator als Bindeglied zwischen Wechselstromnetz und der Gleichrichterschaltung hat zwei Funktionen zu erfüllen:

- galvanische Trennung des Verbrauchers vom Netz
- Bereitstellen der Wechselspannung in der gewünschten Größe.

Seine Dimensionierung wird von den sekundärseitig geforderten Strom- und Spannungswerten bestimmt, also von der Leistungsaufnahme des Verbrauchers. Es muß aber beachtet werden, daß die für die benötigten Gleichstrom- und Gleichspannungswerte erforderlichen Wechselstrom- und Wechselspannungswerte von der Art der Gleichrichterschaltung, der eventuellen Siebung, der Stabilisierungsschaltung und von weiteren zusätzlichen Einrichtungen (z. B. einer elektronischen Sicherung) bestimmt werden. Der Innenwiderstand des Transformators, im wesentlichen vom sekundären Drahtdurchmesser bestimmt, sollte möglichst klein sein, da er den Sekundärstrom begrenzt und die Wirksamkeit der Glättungseinrichtung beeinflußt. Der sekundäre Drahtdurchmesser wird deshalb so groß gewählt, wie es der zur Verfügung stehende Wickelraum zuläßt. Diese Maßnahme senkt auch die Verluste und erhöht somit den Wirkungsgrad.

Die exakte Dimensionierung erfordert umfangreiche, aber mathematisch leicht erfaßbare Berechnungen. Da diese Berechnungen bereits in vielfältiger Form vorliegen, werden sie hier nicht behandelt. Es wird besonders auf [6] und die TGL 15 583 verwiesen.

Moderne Geräte verwenden Transformatoren mit LL-Kernen aus Texturblech. Neben Schnittbandkernen, die sehr streuarm sind, z. Z. aber nur begrenzt zur Verfügung stehen, stellen diese die optimale Variante hinsichtlich Masse und Volumen dar.

Der Amateur wird oft auf vorhandene oder handelsübliche Transformatoren zurückgreifen wollen. Dabei ist zu empfehlen, die ursprüngliche, nicht geeignete Sekundärwicklung zu entfernen und eine neue Wicklung aufzubringen. Bei einigem Geschick gelingt dies meist, ohne das Blechpaket zu demontieren. Die Demontage und anschließende Montage des Blechpaketes erhöhen in der Regel die Eisenverluste. Bei den erwähnten LL-Kernen aus Texturblech würde das zu wesentlichen Verschlechterungen des Kernes führen.

2.2. Gleichrichter

Zur Gleichrichtung stehen Silizium- und Selengleichrichter zur Verfügung. Letztere sind nach wie vor für bestimmte Anwendungen von Vorteil. Üblich sind Brücken- und Gegentaktschaltungen. In der Tafel 2 sind einige Typen mit ihren wichtigsten Daten zusammengestellt worden.

Im Bild 7 sind die wichtigsten Gleichrichterschaltungen mit den Spannungsverläufen dargestellt. Die Tafel 3 zeigt die wesentlichsten Kennwerte. Diese Darstellung zeigt, daß die Einweggleichrichtung sowohl schlechtere Ausgangswerte bringt (Welligkeit) als auch hohe Eingangswerte (Transformatorleistung) erfordert, also unökonomisch ist. Der Vergleich beider Doppelweggleichrichterschaltungen fällt wegen des einfacheren Transformators und der stets im Gleichrichterkreis vorhandenen zwei Dioden (Aufteilung der Sperrspannung bei Addition der Durchlaßwiderstände) trotz des doppelten Gleichrichteraufwandes zugunsten der Brückenschaltung aus. Die Spannungsverdopplerschaltungen nach den Bildern 8 und 9 stellen Besonderheiten dar. Sie dienen zum Erzeugen höherer (auch Hoch-) Spannungen, als es die Transformatorspannung zulassen würde. Auch zur Erzeugung von Hilfsspannungen lassen sich diese Schaltungen gut verwenden.

2.3. Ladekondensator und Siebung

Durch das Parallelschalten eines Ladekondensators zum Ausgang des Gleichrichters wird die Welligkeit herabgesetzt und die Gleichspannung erhöht. Die Schaltung (Bild 10) und der Verlauf der Ausgangsspannung (Bild 11) zeigen die Verhältnisse bei der Brückenschaltung. Die Gegentaktschaltung liefert gleiche Ergebnisse. Der sogenannte Unsymmetriewinkel δ stellt einen von Spannungsanstieg und Durchlaßstrom abhängigen Phasenwinkel dar. Für unendlich große Kondensatoren wird U_m konstant und somit $\delta = 0$. Für weitergehende Berechnungen sei auf [5] [7] verwiesen. Der Innenwiderstand der Gleichrichterschaltung ergibt sich zu

$$R_i = R_{Tr\,sek} + ü^2 R_{Tr\,prim} + 2r_D$$

Dieser Innenwiderstand ist die einzige Begrenzung des Kondensatorstromes im Einschaltmoment. Wenn das Einschalten

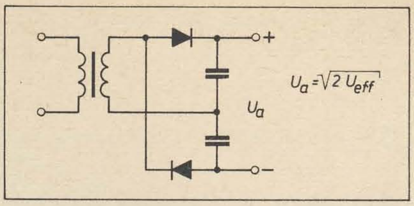


Bild 8: Delon-Schaltung (doppelte Einwegschaltung)

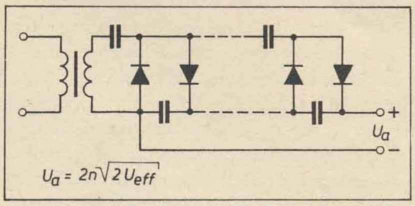


Bild 9: Greinacher-Schaltung (Spannungsvervielfacher)

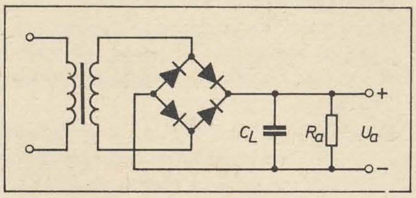


Bild 10: Brückengleichrichter mit Ladekondensator

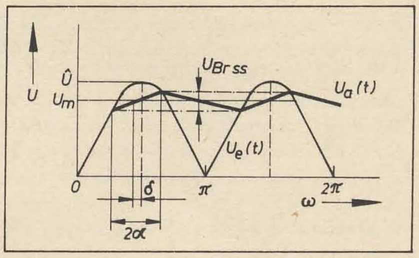


Bild 11: Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 10

Tafel 2: Kennwerte einiger Si-Gleichrichterdioden

Typ	U_{RWM} in V	I_F in A	U_F in V	Bemerkungen
KY 130/80 bis 1000	80...1000	0,3	< 1	Plastgehäuse, ČSSR
SY 320/0,75 bis 10	75...1000	0,95	< 1,2	Plastgehäuse, DDR
SY 200 bis 210	75...1000	0,95	< 1,2	DDR
SY 360/0,5 bis 10	50...1000	1	< 1,2	Plastgehäuse, DDR
КД 202/А bis П	50...600	3	< 1	UdSSR
SY 170/1 bis 14	70...980	16	< 1,3	DDR
SY 170/1	100	17	< 1	DDR
SY 170/2	200	17	< 1	DDR
SY 171/1	100	17	< 1	DDR
SY 171/2	200	17	< 1	DDR

Tafel 3: Kennwerte einiger Gleichrichterschaltungen

Schaltungsart	Einweg	Gegentakt	Brücke
Sekundärspannung des Transformators	2,22 U	2,22 U	1,11 U
sekundärer Transformatorstrom	1,57 I	0,79 I	1,11 I
Strom im Gleichrichter	1,57 I	0,79 I	0,79 I
Welligkeit	1,21	0,49	0,49
Frequenz der Welligkeit	50 Hz	100 Hz	100 Hz
sekundäre Transformatorleistung	3,49 U I	1,75 U I	1,23 U I

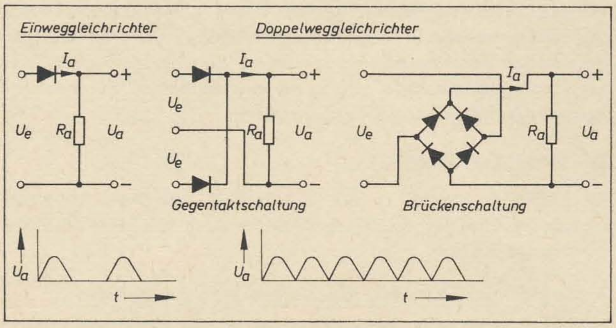


Bild 7: Gleichrichterschaltungen mit Spannungsverläufen

gerade im Punkt U erfolgt und der Kondensator entladen ist, fließt der Spitzenstrom der Anordnung:

$$\hat{I}_{max} \frac{\hat{U}}{R_i}$$

Da dieser Strom die Maximalbelastung für den Gleichrichter darstellt, ist es unter Umständen erforderlich, einen zusätzlichen Widerstand R_s zum Innenwiderstand R_i in Reihe zu schalten. Die Dimensionierung erfolgt so, daß der zulässige Spitzenstrom der Dioden nicht überschritten wird.

Die Welligkeit der Anordnung läßt sich durch Verkleinern des Laststromes oder Vergrößern des Kondensators erreichen. Da der Laststrom aber vorgegeben ist, kann nur noch der Kondensator variiert werden. Hier ist aber die Größe auch von den räumlichen Abmessungen und ökonomischen Aspekten abhängig. Eine Kapazität von etwa 20 000 μF dürfte eine vertretbare Grenze darstellen.

Für bestimmte Diodentypen ist in den Datenblättern ein maximaler Kapazitätswert vorgeschrieben, der im Interesse einer langen Lebensdauer der Dioden nicht überschritten werden sollte. Bei großen Kapazitätswerten muß berücksichtigt werden, daß der Spitzenstrom meist über mehrere Perioden wirkt. Obwohl scheinbar alle Dimensionierungsregeln eingehalten werden, kommt es zur Zerstörung der Dioden, weil die zeitlichen Bedingungen für das Fließen des Spitzenstromes überschritten werden.

Da die exakte Berechnung einer Schaltung mit Ladekondensator recht umständlich ist und auf Grund der Bauelementetoleranzen ohnehin keine genauen Werte liefert, hat es sich in der Praxis bewährt, die Parameter mit Hilfe der Kurvenscharen zu ermitteln oder sie mit Näherungsformeln zu berechnen. Kurvenscharen sind aus der Literatur bekannt [7], sie stammen aber aus der Zeit der Röhrendioden.

Bei modernen Niederspannungsnetzteilen mit extrem niedrigen Innenwiderständen und Halbleiterdioden (deren Kennlinien einen anderen Verlauf als die der Röhrendioden aufweisen) kommt es zu erheblichen Abweichungen bei praktisch realisierten Netzgeräten gegenüber den Werten der Kurvenscharen. Da die Abweichungen besonders für $R_a/R_i < 10$ auftreten und somit in einem Bereich liegen, der für moderne Geräte typisch ist, ist diese Methode für die vorliegenden Aufgaben nicht geeignet.

Näherungsformeln sind in der Literatur in vielfältiger Form zu finden, meist in der Form $U_w = k\,I/C$. Die Konstante k schwankt bei verschiedenen Autoren von 1,5...2,1. Umfangreiche praktische Untersuchungen an niederohmigen Netzteilen ergaben für k einen mittleren Wert von etwa 2,5. Als

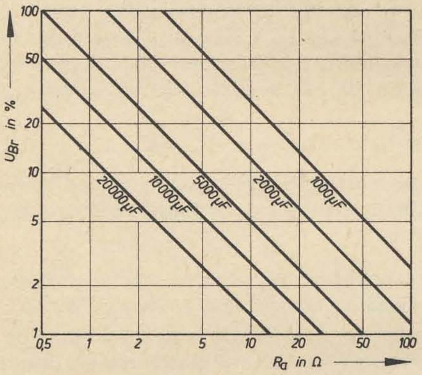


Bild 12: Zur Ermittlung der Brummspannung

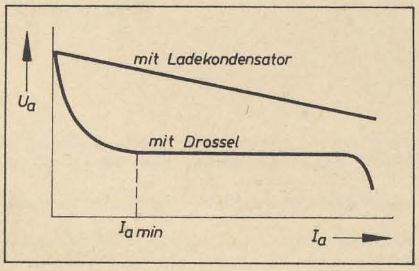


Bild 13: Vergleich Ladekondensator – Drossel

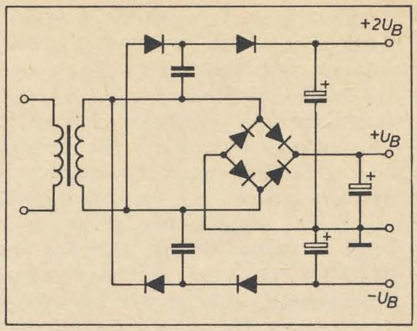


Bild 14: Kombinierte Gleichrichterschaltung (Brücke)

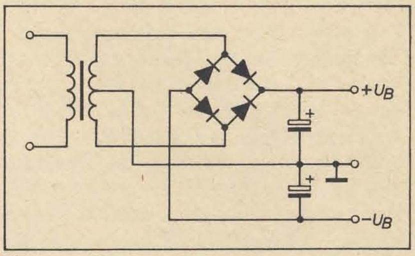


Bild 15: Kombinierte Gleichrichterschaltung

Näherungsformel für den Effektivwert der Brummspannung (Wechselspannungsanteil) wird deshalb empfohlen:

$$U_w = 2{,}5 \frac{I}{C}$$

I in mA, C in μF

Nach Einsetzen von $I = U_a/R_a$ ergibt sich der prozentuale Brummspannungsanteil am Ladekondensator in Abhängigkeit vom Lastwiderstand:

$$\frac{U_w}{U} = \frac{2{,}5}{CR_a}$$

Diese Gleichung ist die Grundlage der grafischen Darstellung zur Ermittlung der Brummspannung (Bild 12).

Siebschaltungen sind allgemein nicht mehr üblich. Einige Kennwerte dazu sind in [5] enthalten. Bedeutung besitzt das Einschalten einer Drossel anstelle eines Ladekondensators. Im Bild 13 ist der Spannungsverlauf angedeutet. Die Schaltung muß so ausgelegt werden, daß die Drossel nicht in die Sättigung gelangt. Des weiteren darf ein Mindeststrom nicht unterschritten werden. In Näherung berechnet sich der Mindeststrom zu $I_{a\,min} = 0{,}01\,U_{eff}/L$. Praktische Anwendungen bestehen bei Vorreglern und großen Strömen.

Bestimmte elektronische Einrichtungen benötigen verschiedene Betriebsspannungen. Allgemein sind dazu mehrere Sekundärwicklungen erforderlich. Wie sich verschiedene Sekundärspannungen auch nur aus einer Sekundärwicklung gewinnen lassen, zeigt Bild 14. Zur Rohspannungserzeugung für positive und negative Spannungen, z. B. für Operationsverstärker, bietet sich die Schaltung nach Bild 15 an.

3. Realisierung mit diskreten Bauelementen

In diesem Abschnitt werden einige typische Schaltungen mit ihren wichtigsten Parametern vorgestellt. Die Berechnungsverfahren sind zum Teil stark vereinfacht, aber stets so gestaltet, daß sie auch auf andere Schaltungsvarianten übertragbar sind. Wie schon im Abschnitt 1.1. erläutert wurde, können Stabilisierungsschaltungen mit und ohne Verstärker realisiert werden. Bei Anordnungen ohne Verstärker handelt es sich gemäß der Definition nicht um Regelkreise, sondern um Steuerketten. Praktisch werden derartige Schaltungen mit Z-Dioden bzw. mit Z-Dioden und nachgeschalteten Transistoren realisiert.

3.1. Einfache Z-Diodenstabilisierung

Stabilisierungsschaltungen mit Z-Dioden werden eingesetzt, wenn die Aufgabe darin besteht, Schwankungen der Eingangsspannungen zu reduzieren. Zur Referenzspannungserzeugung in stabilisierten Netzgeräten finden diese Schaltungen ebenfalls Verwendung.

Die wichtigsten Eigenschaften von Z-Dioden sollen deshalb etwas eingehender behandelt werden. Auf Grund einer annähernd exponentiellen Abhängigkeit des Durchlaßstromes von der Durchlaßspannung kann eine Z-Diode relativ große Durchlaßströme bei kleiner Durchlaßspannung führen. Der differentielle Widerstand der Durchlaßkennlinie ist sehr klein. Z-Dioden lassen sich deshalb bei geeigneter Schaltung sehr gut zur Stabilisierung oder Begrenzung von Spannungen definierter Größe verwenden. Im Gegensatz zu normalen Si-Dioden verteilt sich der Sperrstrom gleichmäßig über dem Halbleiter. Im Durchbruchgebiet wird die Diode nicht zerstört, solange die Verlustleistung in Sperrichtung die maximale Verlustleistung in Durchlaßrichtung nicht übersteigt. Die Spannung, bei der der Durchbruch auftritt und der Sperrstrom hohe Werte annimmt, heißt Zenerspannung U_Z

Z-Dioden haben einen Temperaturkoeffizienten Θ_Z. In Abhängigkeit von der Dicke der Sperrschicht der Diode und somit von der Durchbruchsspannung unterscheidet man den Zener- oder Feldeffekt bei $U_Z > 6$ V und den Lawinen- oder Avalanche-Effekt bei $U_Z < 6$ V. Von der Höhe der Durchbruchsspannung ist auch der Temperaturkoeffizient abhängig. Bis $U_Z \approx 5{,}5$ V ist Θ_Z negativ; bei $U_Z = 5{,}5...5{,}8$ V, dem sogenannten Übergangsbereich, kann Θ_Z gegen Null gehen, und bei größeren Zenerspannungen wird Θ_Z zunehmend positiver. Im Bild 16 sind diese Abhängigkeiten dargestellt.

Für einen temperaturunabhängigen Einsatz von Z-Dioden lassen sich einige wesentliche Schlußfolgerungen ziehen. Um z. B. eine Spannung von 24 V zu stabilisieren, ist die Verwendung einer Z-Diode mit $U_Z = 24$ V oder von vier Dioden mit je $U_Z = 6$ V möglich. Wird auf ein gutes Temperaturverhalten Wert gelegt, ist die zweite Variante vorzuziehen.

Bei hohen Ansprüchen lassen sich Dioden mit positiven und negativen Θ_Z entsprechend kombinieren. Derartige Kombinationen werden als Referenzelemente bezeichnet, weisen ein Θ_Z von etwa $1...5 \cdot 10^{-5}$ auf und finden als Spannungsnormale in Präzisionsgeräten Verwendung. Eine einfache Möglichkeit zur Temperaturkompensation von Z-Dioden besteht in der Reihenschaltung von Z-Dioden mit einem Ge-Flächengleichrichter, da dessen Temperaturkoeffizient stets negativ ist. Θ_Z beträgt in Durchlaßrichtung etwa 1,9 mV/K.

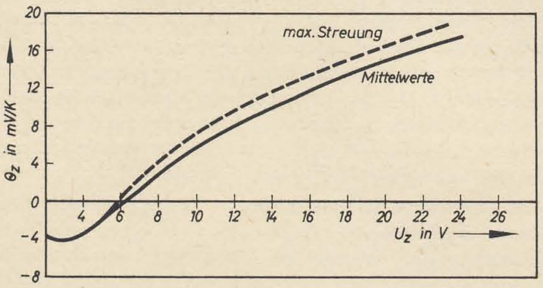


Bild 16: Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung

Eine weitere Kenngröße für Z-Dioden ist der differentielle Wechselstromwiderstand r_Z im Durchbruchbereich. Je kleiner r_Z ist, desto steiler verläuft die Kennlinie und desto bessere Eigenschaften sind bei der Anwendung als Stabilisierungselement zu erreichen. r_Z ist sowohl vom Zenerstrom I_Z als auch von der Zenerspannung U_Z abhängig. Der qualitative Zusammenhang ist im Bild 17 dargestellt. Daraus ist ersichtlich, daß Z-Dioden mit $U_Z = 6...7$ V die besten Ergebnisse bringen. Da r_Z nicht linear, sondern annähernd quadratisch mit U_Z steigt, ist eine Reihenschaltung mehrerer Z-Dioden mit $U_Z = 6...7$ V zur Erreichung höherer Spannungen in den meisten Fällen günstiger als die Verwendung von Z-Dioden entsprechend hoher Spannung. Für praktische Anwendungen sind somit Z-Dioden mit einer Zenerspannung von $U_Z = 5$ bis 8 V bevorzugt einzusetzen.

Eine einfache Spannungsstabilisierungsschaltung mit einer Z-Diode zeigt Bild 18. Zur Erläuterung der Arbeitsweise ist im Bild 19 die Kennlinie mit entsprechenden Arbeitspunkten dargestellt. Bei einem bestimmten Wert der Eingangsspannung U_e fließt ein Strom I_Z durch die Diode, der in Abhängigkeit vom Vorwiderstand R und von der Zenerspannung U_Z

Bild 17: Zenerwiderstand als Funktion der Zenerspannung

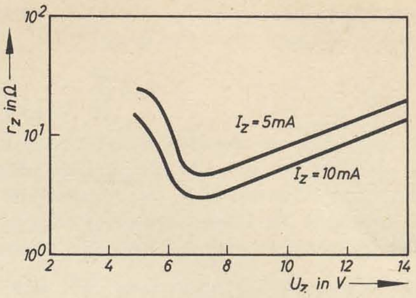
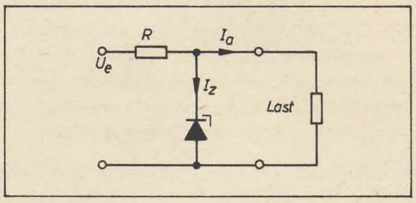


Bild 18: Spannungsstabilisation mit Z-Diode



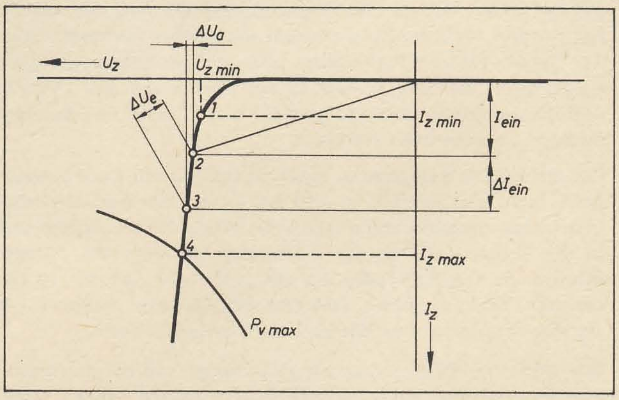


Bild 19: Kennlinie einer Z-Diode mit Arbeitspunkten

der Diode den Arbeitspunkt 2 einstellt. Durch eine Veränderung der Eingangsspannung (z. B. Erhöhung) wandert der Arbeitspunkt auf der Kennlinie zum Punkt 3. Auf Grund des steilen Verlaufs der Kennlinie ergibt sich dabei nur eine relativ kleine Änderung der Zenerspannung. Gemäß Bild 18 entspricht die Ausgangsspannung der Zenerspannung.

Die Schaltung muß so dimensioniert werden, daß bei einer Änderung der Eingangsspannung und des Ausgangsstromes (letzterer entspricht dem Laststrom) der Arbeitsbereich zwischen den Punkten 1 ($I_{z\,min}$) und 4 ($I_{z\,max}$) der Kennlinie verbleibt. Unterhalb von $I_{z\,min}$ bzw. $U_{z\,min}$ (d. h. unterhalb der Durchbruchsspannung der Diode) besteht keine stabilisierende Wirkung. Oberhalb von $I_{z\,max}$ bzw. $U_{z\,max}$ wird die zulässige Verlustleistung der Diode überschritten. Die maximal auftretende Änderung der Zenerspannung ist näherungsweise

$$\Delta U_Z = r_Z \Delta I_Z = r_Z (I_{z\,max} - I_{z\,min})$$

Zur Einhaltung einer exakten Arbeitsweise muß der Vorwiderstand R unter Berücksichtigung folgender Bedingungen dimensioniert werden:

- $I_{z\,min}$ darf nicht unterschritten werden, da sonst keine stabilisierende Wirkung besteht und r_Z stark ansteigt
- $I_{z\,max}$ darf nicht überschritten werden, da sonst eine thermische Überlastung eintritt, die zur Zerstörung der Diode führt.

Wird fortgesetzt

Literatur

[5] Jungnickel, H.: Stromversorgung elektronischer Geräte. Reihe AUTOMATISIERUNGSTECHNIK Band 167. Berlin: VEB Verlag Technik 1974

[6] Berechnung von Netz-Kleintransformatoren. radio und fernsehen 15 (1966) H. 23, S. 718

[7] Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik III. Füssen: C. F. Wintersche Verlagshandlung 1957

Service- und Amateurinformationen (70)

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Stern-Radiorecorder R 4100

Teil 3 und Schluß

Meßwerte

Am Meßpunkt M 31 ist der Vormagnetisierungsstrom 0,7 mA ≙ 12,6 mV ± 5 % einzustellen (Einstellregler R_{36}). Der Hand/Automatik-Schalter ist dabei in Stellung „Automatik" zu schalten. Anschließend ist der Vormagnetisierungsstrom bei Stellung „Cr" von etwa 1,05 mA ≙ 18,9 mV ± 10 % zu kontrollieren.

	Fe	Cr
Löschspannung bei abgeglichenem Löschgenerator	$13\,V^{+2}_{-3}\,V$	$19\,V^{+2}_{-4}\,V$

5.1.10. Prüfen der NF-Vorstufe (T_7)

Zur Messung werden ein GF 22, MV 20 und ein EO 174 A verwendet. Der GF 22 ist an MK 1 gegen Masse und das MV 20 ist am Punkt b (Schleifer) Lautstärkesteller gegen Masse anzuschließen. EO 174 A und MV 20 sind an MK 9 gegen Masse anzuschließen.

Meßbedingungen

- die Vorstufe ist mit einem Lastwiderstand von 47 kΩ und einer Kapazität von 1 nF abzuschließen (MK 9 über 0,1 μF)
- Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Wiedergabe"
- Klangsteller und Lautstärkesteller auf Maximum
- Meßfrequenz beträgt 1 kHz
- am Eingang der Vorstufe (Punkt b des Lautstärkestellers) ist eine Spannung von 50 mV einzustellen.
- T/R-Umschalter in Stellung „Radio".

Meßwerte

	typ. Wert	Toleranz	Veränderung der o. a. Meßbedingungen
Ausgangsspannung am MK 9 gegen Masse	400 mV	± 40 mV	
Verstärkung	18 dB	± 1 dB	
Höhenabsenkung	22 dB	± 2 dB	Meßfrequenz 10 kHz
Tiefenabsenkung (bezogen auf $U_{MK\,9}$ = 400 mV bei f = 1 kHz)	18 dB	± 2 dB	Meßfrequenz 100 Hz
Physiologie			für beide Messungen Klangsteller Minimum, Klangsteller Maximum, Lautstärkesteller −30 dB
Höhenanhebung	9 dB	± 2 dB	Meßfrequenz 10 kHz
Tiefenanhebung (bezogen auf $U_{MK\,9}$ bei f = 1 kHz)	11 dB	± 2 dB	Meßfrequenz 100 Hz

5.2. Kassettenbaustein montiert

Die Stromversorgung erfolgt mit einem TG 30/1. Die Betriebsspannung ist über MK 10 (+) und MK 11 (Masse) zuzuführen. Das für die Prüfung verwendete Festband ist vor jeder Messung mit der Löschdrossel zu löschen (außer bei Messung nach 5.2.2.). Um Fehlmessungen, besonders bei Geräusch- und Fremdspannungsabstand, zu vermeiden, ist der Kombikopf ebenfalls unmittelbar vor der Messung mit einer Löschdrossel zu entmagnetisieren.

5.2.1. Messung der Stromaufnahme

Zur Messung werden das eingebaute Amperemeter des Stromversorgungsgerätes oder ein UNI 10 verwendet. Beim Einsatz eines UNI 10 ist das Amperemeter in die Plusleitung zu schalten.

Meßwerte

Funktion des KB	Cr	Fe
Wiedergabe mit Kassette	≦ 115 mA	≦ 115 mA
Wiedergabe bei gedrückter Schnellstopptaste	≦ 100 mA	≦ 100 mA
Aufnahme mit Kassette	≦ 165 mA	≦ 150 mA
Aufnahme bei gedrückter Schnellstopptaste	≦ 155 mA	≦ 140 mA
schneller Vorlauf mit Kassette	≦ 190 mA	≦ 190 mA
schneller Rücklauf mit Kassette	≦ 190 mA	≦ 190 mA

5.2.2. Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers und Ausgangspegel

Messung mit Bezugsband

Zur Messung werden ein Pegelschreiber PSG 101 und ein MV 20 verwendet. Bezugsband nach TGL 20 130 Bl. 1. Der PSG 101 wird an MK 4 und der MV 20 an Buchse 1 (1/4) angeschlossen und bei Wiedergabe des Amplitudenfrequenzgangteilers des Bezugsbandes der Frequenzgang geschrieben sowie bei Wiedergabe des Pegeltonteiles mit R_{22} eine Ausgangsspannung von 180 mV am MV 20 eingestellt.

Bei Nichtvorhandensein eines Bezugsbandes kann die Einstellung des Ausgangspegels bei Wiedergabe einer Eigenaufnahme erfolgen. (Anfertigung der Eigenaufnahme: f = 315 Hz. Die automatische Pegelregelung ist eingeschaltet, und der Generator wird über 68 kΩ an MK 5 angeschlossen. Die Generatorausgangsspannung beträgt 117 mV.)

Meßbedingungen

- vor der Messung ist die Kopfspalteinstellung mit dem Bezugsband zu kontrollieren und ggf. optimal einzustellen
- der Lautstärkesteller ist auf Maximum zu stellen.

Meßwerte: siehe Diagramm des PSG

	Fe	Cr
Bezugspegel	315 Hz	315 Hz ≙ 0 dB
f_u	63 Hz	63 Hz ≧ −7 dB
f_o	10 kHz	12,5 kHz ≧ −7 dB

Das Toleranzfeld nach TGL 27 616/02 ist einzuhalten.

5.2.3. Frequenzgang des KB über Band

Zur Messung werden ein Schwebungsgenerator SG 201, ein Pegelschreiber PSG 101 und ein Testband ORWO K 60 low noise und CrO_2-Kassette (ORWO) verwendet. An der Buchse 1 (3/5) wird der SG 201 angeschlossen und das NF-Spektrum von 20 Hz...20 kHz auf das Gerät aufgenommen. Bei der Wiedergabe wird der PSG 101 am MK 4 angeschlossen und der Frequenzgang geschrieben.

Meßbedingungen

- für die Aufnahme ist eine neuwertige Kassette zu verwenden
- der MK 3 ist mit MK 5 über 68 kΩ zu brücken
- Hand/Automatik-Umschalter in Stellung „Automatik"
- Löschgeneratorbrücke offen (M 32 nicht auf Masse)
- Eingangspegel Buchse 1 (3/5) ist 1,5 mV
- ist die Aufzeichnung in Stellung „Automatik" erfolgt, wird gleiches in Stellung „Hand" wiederholt bei voll aufgeregeltem Aussteuerungssteller
- bei Wiedergabe ist der Lautstärkesteller auf Minimum zu stellen.

Meßwerte: siehe Diagramm des PSG

	Fe	Cr
Bezugspegel	315 Hz	315 Hz ≙ 0 dB
f_u	63 Hz	63 Hz ≧ −7 dB
f_o	12,5 kHz	10 kHz ≧ −7 dB

Das Toleranzfeld nach TGL 27 616/02 ist einzuhalten.

5.2.4. Geräuschspannungsabstand

Zur Messung werden ein GSM 2, GF 22 und MV 20 verwendet. Das GF 22 wird am MK 5 angeschlossen.

Meßbedingungen

- die Aufsprechfrequenz beträgt 1 kHz
- der Hand/Automatik-Umschalter ist in Stellung „Hand" zu schalten
- der Eingangspegel ist so zu wählen, daß bei voll aufgeregeltem Aussteuerungsregler R_{48} (100 kΩ) am R_{25} 3,6 mV bei Fe bzw. 4,7 mV bei Cr anliegen (gemessen wird mit dem MV 20 am M 31)
- eine weitere Aufzeichnung wird unausgesteuert vorgenommen
- bei der Wiedergabe wird das GSM (a und Masse) am MK 4 angeschlossen
- bei Wiedergabe der Aufzeichnung wird das GSM 2 auf „Geräuschspan-

nung Rundfunk“ geschaltet, und die Anzeigeart „U DIN“ ist einzustellen.

Meßwerte

Der Geräuschspannungsabstand ergibt sich aus dem Pegel der voll ausgesteuerten Aufzeichnung minus dem Pegel der gemessenen Störspannung.

Geräuschspannungsabstand $a_g \geq 37$ dB.

5.2.5. Fremdspannungsabstand

Zur Messung wird ein GSM 2 verwendet.

Meßbedingungen

– das GSM wird auf Fremdspannung absolut geschaltet und die Anzeigeart „U“ eingestellt

– Herstellung einer voll ausgesteuerten Aufnahme und Wiedergabe nach Punkt 5.2.4.

Meßwerte

Der Fremdspannungsabstand ergibt sich aus dem Pegel bei vollausgesteuerter Aufzeichnung minus dem Pegel der gemessenen Fremdspannung bei gedrückter Pausentaste.

Fremdspannungsabstand
bei Fe $a_f \geq 40$ dB bei Cr $a_f \geq 37$ dB.

Zwei-System-Colortester

Dieser Zwei-System-Colortester ist ein MMM-Exponat aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder). Er basiert auf dem von H. Lindauer und W. Worgul entwickelten SECAM-Farbbalkentestgenerator, der in unserem rfe-Preisausschreiben 1976 den ersten Preis erhielt und in den Heften 12 (1977), S. 407–410, und 13 (1977), S. 423–426, beschrieben wurde.

Der Zwei-System-Colortester (Bild 1) ist ein Prüfgenerator für die Fernsehgeräteindustrie einschließlich Service und für die Zulieferindustrie, die Bauelemente mit Hilfe normgerechter Signale über ein Fernsehgerät oder andere Sichtgeräte auf Funktionssicherheit überprüfen müssen. Durch die Vielseitigkeit seiner Funktionen und seine kofferradiogroßen Abmessungen bietet er sich zur Fehlersuche, Farbreinheitseinstellungen, Konvergenzeinstellungen usw. im Service an.

Die vollständige Funktionsweise integrierter Fernsehschaltungen (IS) läßt sich durch geeignete Signalauswahl aus dem FBAS-Gemisch im Fernsehgerät nachweisen. Eine Ausfallanalyse kann wesentlich vereinfacht werden, da jederzeit speziell benötigte Signale zur Verfügung stehen. Durch die Farbkodierung nach zwei Normen (SECAM, PAL) sind dem Einsatz des Colortesters als Prüf- und Servicegerät keine Grenzen gesetzt.

Bild 1: Zwei-System-Colortester
Werkfoto

Folgende Programme sind auswählbar:

– Weißbild 100 % zur Einstellung der Farbreinheit
– Gitterraster zur Konvergenzeinstellung
– Schachbrett zur Einstellung der Bildlage und Linearität
– horizontaler Farbbalken (75 % Grautreppe mit 100 % Weiß)
– vertikaler Farbbalken (75 % Grautreppe mit 100 % Weiß).

Während des vertikalen Farbbalkens lassen sich vier Sendersignale in einen Mittelstreifen, der 1/3 der Bildhöhe breit ist, wahlweise einblenden.

– Farbumtastung (Reihenfolge der Farben wird vertauscht) Überprüfung der Farblinearität über die Breite und Farbübergang auf Komplimentärfarbe sind möglich.

– Farbausblendung (Grautreppe)
Bei SECAM-Modulation erfolgen mit diesem Sondersignal der Abgleich der Farbdemodulatoren auf die Trägerfrequenzen und die Linearitätseinstellung der Diskriminatorkurven.

– Phasenprüfung (+V, ±U)
Bei PAL-Modulation erfolgt mit diesem Signal die Einstellung und Überprüfung der Phasenlage der Demodulatoren, der Laufzeitleitung und des Burstdiskriminators.

– Farbkeileinblendung
Das den Sondersignalen vorbehaltene Feld wird für diese Prüfung horizontal halbiert. Im oberen Feld erfolgt die Rotkeileinblendung (±V), im unteren Blaukeileinblendung (+U) sägezahnförmig. Mit diesem Signal erfolgt in beiden Modulationsarten die Amplitudeneinstellung der Farbartverstärker.

Des weiteren lassen sich zum Nachweis der eindeutigen Kennung der Farbübertragung die Kennimpulse (SECAM) und der Burst (PAL) unterdrücken.

Die Auswahl der Farbmodulationsart erfolgt über eine Taste ebenso wie die Farbabschaltung. Die drei Farbsignale lassen sich einzeln abschalten. Das FBAS-Signal steht in der Amplitude regelbar an einem Ausgang zur Verfügung.

Für die Einspeisung des FBAS-Signals über die Antennenbuchse wird das Signal in den VHF-Bereich umgesetzt. Die Frequenz und die Amplitude sind regelbar.

Prinzipiell läßt sich der Colortester nach der Funktionsweise in einen Analogteil und einen Digitalteil unterteilen (Bild 2). Im Digitalteil erfolgt die Erzeugung der Synchron- und Austastimpulse durch zeitgerechte Verknüpfung von Impulsen, die im vorgegebenen Verhältnis durch Teilung einer abgeleiteten Zwischenfrequenz erfolgen.

Das Schaltungsprinzip ist bis auf geringe Änderungen und Ergänzungen dem obenerwähnten Beitrag aus rfe 26 (1977) H. 12 und H. 13 entnommen. Aus diesen Zeitfunktionen werden ebenfalls die Bildmuster- und die Eintastimpulse für Kenn- und Informationssignale der Farbmodulation erzeugt. Die Steuerung bzw. Anwahl der Bildmuster und Prüfsignale erfolgt durch die Programmwahleinrichtung im Analogteil. In der Matrix erfolgt die Analogverknüpfung der digital erzeugten oder der von außen angelegten Farbsignale in die Differenzfarbartsignale D_B' und D_R' und in das Leuchtdichtesignal Y. Die Farbartsignale werden in den Modulatoren der Norm entsprechend kodiert und mit den notwendigen Kennsignalen versehen. Die Addition des modulierten Farbträgers mit dem Leuchtdichtesignal und den Synchron- und Austastimpulsen zum FBAS-Signal erfolgt im Mischer. Dieses Signal kann in der Amplitude einstellbar einer Ausgangsbuchse entnommen werden, bzw. es wird in einem HF-Modulator in den VHF-Empfangsbereich umgesetzt.

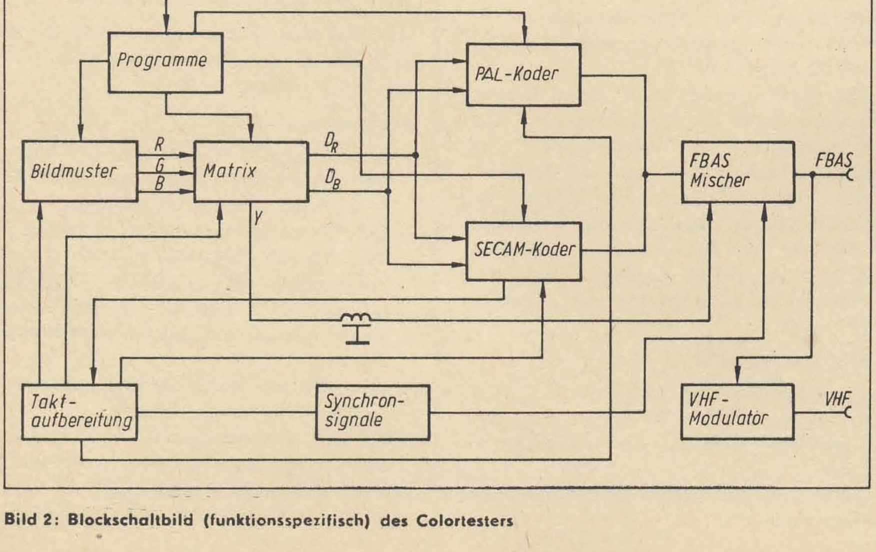


Bild 2: Blockschaltbild (funktionsspezifisch) des Colortesters

Technische Hinweise zum Kassettenrecorder mira

Der VEB Elektronik Gera gibt im folgenden Hinweise für die Verwendung des Kassettenrecorders mira im Auto und für den Austausch von Kassettenköpfen.

● Am Kassettenrecorder mira ist eine Anschlußmöglichkeit zur externen Spannungszuführung —6 V vorhanden. Damit ist der Einsatz in Kraftfahrzeugen gut möglich und bereits in der Praxis bewährt, obwohl es sich nicht um einen Autorecorder handelt. Die Spannung kann man im PKW z. B. vom Handlampenanschluß oder noch besser von der Batterie direkt abnehmen.

Vor dem Einsatz ist die Einhaltung der Spannung 6 V ± 0,5 V und die Polung des Anschlusses zu überprüfen, da das Gerät keinen zusätzlichen Verpolungsschutz besitzt. Bei höheren Bordspannungen muß ein Spannungsteiler zwischengeschaltet werden.

Die Spannungszuführung in den Recorder darf nur über den Stecker 6 AF 28 063 erfolgen, der im Fachhandel auch als Netzteilstecker für den Koffersuper Stern-Dynamik angeboten wird (Import Tesla, ČSSR).

Bei der Montage des Adapterkabels ist zu beachten, daß am Gerätestecker 6 AF 28 063 der Minuspol auf den Innenleiter und der Pluspol auf den Außenleiter gelötet werden müssen.

Bei einer eventuellen Festinstallation im Fahrzeug sollten keine metallischen Konstruktionselemente verwendet werden, da die Tasten und die Trageriemenbolzen und bei teilweise plastverchromten Geräten auch Mikrofonblende und Seitenteil Massepotential führen.

Der VEB Elektronik Gera bittet, diese Hinweise streng zu beachten, da sonst erhebliche Beschädigungen am Gerät auftreten, deren Beseitigung nicht als Garantieleistung gilt. In Zweifelsfällen stehen die Vertragswerkstätten des VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen zur Verfügung.

● Die Wiedergabeleistung des Kassettenrecorders mira kann wesentlich mit dem Anschluß eines Zweitlautsprechers verbessert werden, wodurch besonders der Einsatz im PKW wirkungsvoller ist. Natürlich kann diese Variante auch im Heimbetrieb genutzt werden, obwohl der Anschluß eines Zusatzverstärkers sinnvoller erscheint.

Da für den Außenlautsprecher (Z ≧ 4 Ω, P ≧ 1 W) keine direkte Anschlußmöglichkeit vorhanden ist, wurde er mit einem Ohrhörerstecker über die Ohrhörerbuchse zugeschaltet. Zusätzlich muß der vor die Ohrhörerbuchse geschaltete Widerstand R_{121} = 470 Ω überbrückt werden.

Diese Veränderung des Originalzustandes darf nur in einer Vertragswerkstatt erfolgen und muß auf der Garantieurkunde vermerkt werden, da sonst die Garantieansprüche verlöschen.

● Der Aufnahme-Wiedergabekopf für Kassettengeräte X 1 K 25 vom VEB Goldpfeil, dessen ausführliche technische Daten wir auf Seite 103 veröffentlichen, zeichnet sich in erster Linie durch eine wesentlich erhöhte Lebensdauer aus und kann generell in allen Geräten der DDR-Produktion eingesetzt werden, wobei jeweils unterschiedliche Vormagnetisierungswerte mit dem Röhrenvoltmeter eingestellt werden müssen. Dieser Magnetkopf gilt als Standardvariante für eine neue Generation von Laufwerken, die in den Geräten mira, R 4100 und Babett eingesetzt werden.

Als Standardvariante für die nun langjährig bekannten Kassettenrecorder Sonett, Minett, R 160, Prominent Duo und AK 75 werden noch immer die Typen X 1 K 21 des VEB Goldpfeil oder CK 12 – ein Importkopf aus der Ungarischen Volksrepublik – eingesetzt. Darüber hinaus gibt es seit 1979 den ungarischen Importtyp CK 12 R, der ebenfalls eine erhöhte Lebensdauer hat, bei herkömmlichen Geräten allerdings nur begrenzt einsetzbar ist.

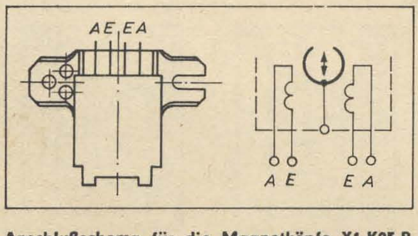
Die Geräteproduzenten bitten ihre Kunden, Magnetköpfe generell nur in Vertragswerkstätten auswechseln zu lassen, auch wenn teilweise Angebote in Amateurfilialen vorhanden sind, da spezifische Meßmittel unbedingt notwendig sind und komplizierte und exakte Justierarbeiten ausgeführt werden müssen.

Technische Charakteristik zu Langlebensdauer-Magnetköpfen für das „Compact"-Kassettensystem-Monobetrieb

Mitteilung aus dem VEB Goldpfeil-Magnetkopfwerk Hartmannsdorf

Typen X1 K25 und X1 K25 P

technische Parameter	Symbol	Wert	Meßbedingungen
Induktivität	L	55 mH $^{+12\,mH}_{-\;6\,mH}$	gemessen an A-A mit Kurzschluß zwischen E-E
Verlustwiderstand	R_v	70 Ω ± 15 Ω	f = 1 kHz I = 0,1 mA
Wiedergabeempfindlichkeit	$ü_w$	≧ 0,8 μV/pVs	v = 4,75 cm/s f = 333 Hz DIN 45 513 Bl. 6 TGL 27 616 Bl. 2 Kl. II
Frequenzgang	$FG_{10} = 20 \lg \frac{U_w 10\,kHz}{U_w 333\,Hz}$	≧ 7 dB für τ_p = 120 μs nach DIN 45 513 Bl. 6	Meßverstärker Eingangsimpedanz R_e ≧ 100 kΩ bei f = 10 kHz f = 333 Hz
Aufzeichnungsfaktor	$ü_z$	≧ 1,2 pVs/μA	gemessen an A-E mit Leerbandteil des Bezugsbandes nach DIN 45 513 Bl. 6 I_{v0} ≦ 1,5 mA f_v = 80 kHz f_z = 333 Hz



Anschlußschema für die Magnetköpfe X1 K25 P und X1 K 25

Beide Magnetköpfe haben einen speziellen, verschleißfesten Kernmaterialeinsatz. Der Magnetkopf X1 K25 hat einen Ganzmetallkopfspiegel. Hinsichtlich der Lebensdauer haben beide Magnetköpfe gegenüber dem bisherigen Magnetkopf X1 K21 einen wesentlich höheren Gebrauchswert.

Während wir früher für den Magnetkopf XI K21 550 Betriebsstunden garantierten, erreichen die Langlebensdauer-Magnetköpfe folgende Werte:

Kopftyp	T_8 Jahre	$T_{eff\,8}$ Stunden
X1 K25 P	1,7	1 220
X1 K25	3,5	2 520

T_γ gammaprozentuale Lebensdauer und
$T_{eff\gamma}$ gammaprozentuale effektive Lebensdauer

nach TGL 32 962 Zuverlässigkeitsbedingungen für Magnetköpfe.

Einsatzmöglichkeit

Diese Langlebensdauer-Magnetköpfe sind kompatibel zum Magnetkopf X1 K21. Sie lassen sich für die gesamten Monokassettengeräte aus der DDR-Produktion einsetzen (Sonett, Mira, Minett, Anett, Babett, R 160, R 4000 und Varianten). Der Austausch von Magnetköpfen sollte nur durch Vertragswerkstätten erfolgen, da die Aufzeichnungs- und Wiedergabequalität von einer exakten Justage und Einstellung der Vormagnetisierung abhängen.

Aus den Servicemitteilungen des VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Programmleiterplatte

Infolge mehrerer Änderungen wird in die Fernsehempfänger Chromalux 2064, 2065 und Luxotron VT 134, 234 eine veränderte Programmleiterplatte (Zeichn.-Nr. 7208.02 – 12.01 c) eingesetzt. Die neue Programmleiterplatte beinhaltet neben einer veränderten Leiterzugführung folgende elektrische Änderungen:

- R_{8039} wird von 7,5 kΩ in 10 kΩ geändert
- D_{8099} entfällt
- R_{8040} (Regler) 5 kΩ wird durch D_{8009} (SZX 21/5,6) ersetzt. Durch diese Änderungsmaßnahme erhält man eine konstante Spannung von 27 V am Meßpunkt 21.

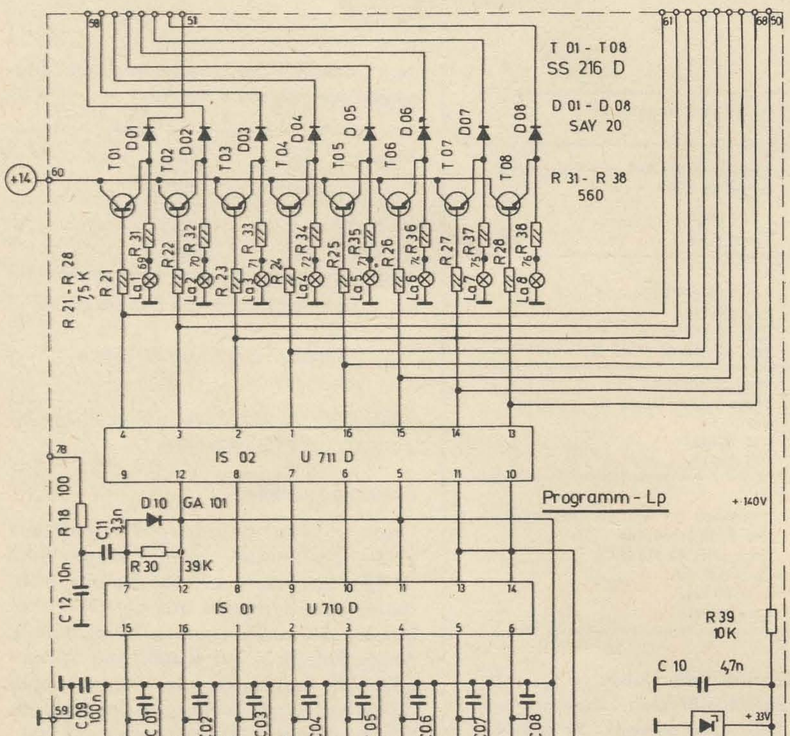
Die Verwendung der Z-Diode (D_{8009}) ist erforderlich, da die Schaltkreise U 710 D und U 711 D unterschiedliche Stromaufnahme in Abhängigkeit vom gewählten Programm aufweisen und deshalb bei Verwendung eines Vorwiderstandes (R_{8040}) die Abstimmspannung schwanken würde.

Folgende Änderungen werden vorbereitet:

- Ersatz der Anzeigelampen La_1 bis La_8 durch Leuchtdioden vom Typ VQA 13
- Wegfall des Fernsteuereingangs mit den Bauelementen D_{8010}, R_{8030}, C_{8011}, C_{8012}, R_{8018}.

Die EDV-Nr. 2 372 036 für die Programmeinheit ändert sich nicht.

- Im untenstehenden Bild betragen die Widerstände R_{31} bis R_{38} nicht 560 Ω, sondern 91 Ω

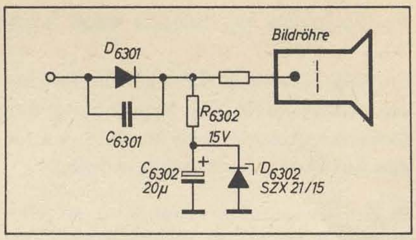


Neuer Horizontalausgangsübertrager mit Si-Diode für alle VT-Geräte

Ab Oktober 1979 wird in alle Schwarzweißfernsehempfänger ein neuer Horizontalausgangsübertrager (Tr_{5501}) mit Siliziumhochspannungsgleichrichter vom Typ KYX 30 eingesetzt. Als Folgeänderungen ergeben sich:

Videoleiterplatte

Infolge des hohen Sperrwiderstandes der Siliziumdiode kommt es nach dem Ausschalten des Empfängers nicht zu dem gewünschten Abbau der Hochspannung wie beim Selenstab, wodurch ein Leuchtpunkt entstehen kann. Um dies zu verhindern, wird die Katodenspannung nach dem Ausschalten auf positivem Potential (+15 V) gehalten, das durch D_{6302} erzeugt und C_{6302} gehalten wird, bis das Nachglühen der Katode beendet ist. C_{6302} (20 µF) ist ein Spezialkondensator hoher Güte. Da es zu keiner Entladung der Bildröhre kommt, ist ein Eingriff in Hochspannung führende Teile erst nach Entladung der BR-Kapazität über 10 kΩ (1 min) zum Spannband durchzuführen.



Impulsleiterplatte

R_{5518} von 390 Ω in 560 Ω
R_{5520} von 470 kΩ in 680 kΩ
R_{5522} von 6,8 MΩ in 5,1 MΩ

Austauschhinweise

Transformatoren mit Selenstäben sind nicht direkt austauschbar mit Transformatoren mit Si-Dioden. Dem Ersatzteilgroßhandel werden weiterhin Selenstäbe für Reparaturzwecke angeboten. Wird in ein bis Oktober 1979 gefertigtes Fernsehgerät (mit Selenstab) ein neuer Transformator (mit Si-Diode) eingesetzt, so sind die Folgeänderungen auf der Videoleiterplatte durchzuführen. Alle anderen Änderungen brauchen nicht durchgeführt zu werden.

Nach Beendigung der Reparaturarbeiten ist die Bildbreite neu einzustellen.

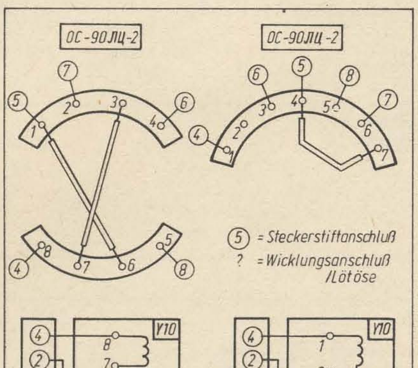
* * *

Mitteilung aus dem VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Leipzig/S.

Ablenkeinheiten für Raduga 706/726

Die Ablenkeinheit des Raduga 706 wurde anfangs noch im Raduga 726 verwendet und später geändert. Ab Werk wird inzwischen lediglich die neue Ablenkeinheit mit nur einer Anschlußleiste eingesetzt. Beibehalten wurde die Typenbezeichnung sowie die Beschaltung des Anschlußsteckers Ш 10Б.

Beide Ablenkeinheiten sind im Bedarfsfall untereinander austauschbar, wenn die Anschlußleitungen und Drahtbrücken entsprechend der folgenden Schaltschemata umgelötet werden.



Optoelektronischer Koppler MB 110

JÜRGEN GRÄFE

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Der optoelektronische Koppler MB 110 besteht aus einer Infrarotemitterdiode als Sender und einer Si-Fotodiode als Empfänger und dient zur galvanischen Trennung von Stromkreisen mit hohen Potentialdifferenzen.

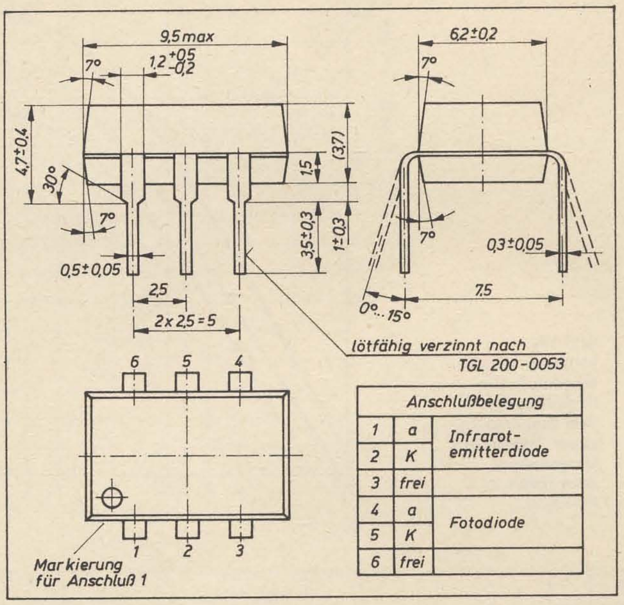


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung

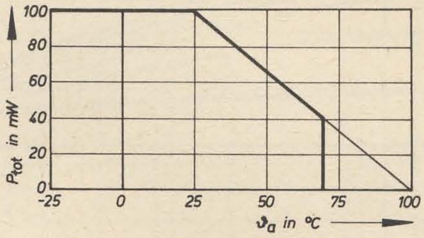


Bild 2: Abhängigkeit der Verlustleistung der Ausgangsdiode von der Umgebungstemperatur

Kennwerte bei $\vartheta_a = 25$ °C

Bezeichnung	min.	typ.	max.	Einheit
Ausgangskreis				
Sperrgleichstrom I_{RO}				
bei $I_F = 0$				
$U_R = 20$ V	–	–	50	nA
bei $I_F = 0$				
$U_R = 50$ V	–	–	10	μA
Eingangskreis				
Durchlaßgleichspannung U_F				
bei $I_F = 100$ mA	–	1,3	1,5	V
Sperrgleichstrom I_R				
bei $U_R = 3$ V	–	–	10	μA
Koppler				
Sperrgleichstrom I_R				
bei $I_F = 50$ mA				
$U_R = 20$ V	75	100	–	μA
Isolationswiderstand R_{io}				
bei $U_{is} = 0,5$ kV	10^{11}	10^{12}	–	Ω
Schaltzeiten				
bei $i_F = 50$ mA				
$U_B = 20$ V				
$R_L = 51$ Ω				
Anstiegszeit t_r	–	50	250	ns
Abfallzeit t_f	–	50	250	ns

Grenzkennwerte bei $\vartheta_a = -25...+70$ °C

Bezeichnung	min.	max.	Einheit
Infrarotemitterdiode			
Durchlaßgleichstrom²) I_F	–	100	mA
Durchlaßspitzenstrom²) I_{FRM}	–	200¹)	mA
Durchbruchsspannung $U_{(BR)}$	3	–	V
Spitzensperrspannung U_{RRM}	–	3	V
Fotodiode			
Durchbruchsspannung $U_{(BR)}$	50	–	V
Spitzensperrspannung U_{RRM}	–	50	V
Koppler			
Prüfspannung³) U_p	–	2	kV
Betriebstemperaturbereich ϑ_a	−25	70	°C
Lagerungstemperaturbereich ϑ_{stg}	−55	125	°C

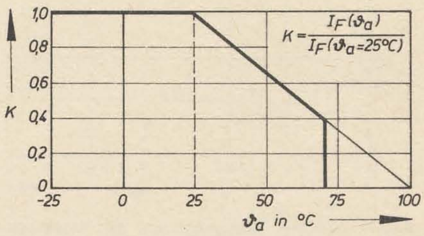


Bild 3: Abhängigkeit des Durchlaßgleichstromes von der Umgebungstemperatur

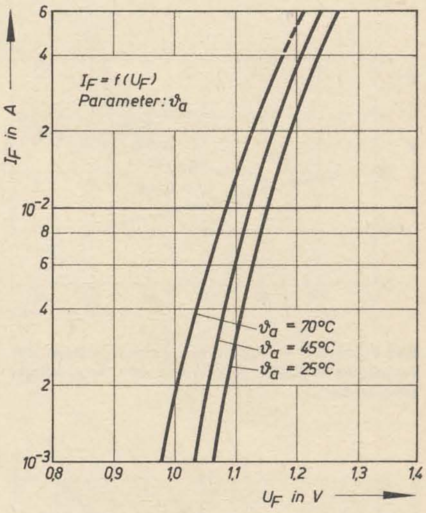


Bild 4: Mittlerer Durchlaßstrom der Eingangsdiode in Abhängigkeit von der Durchlaßspannung. Parameter: Umgebungstemperatur ϑ_a

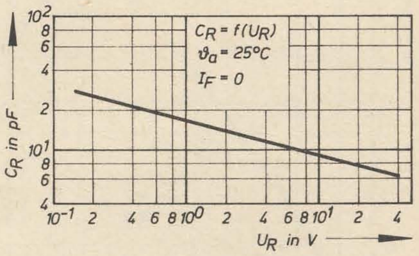


Bild 5: Mittlere Kapazität der Fotodiode im Ausgangskreis des Kopplers MB 110 in Abhängigkeit von der Sperrspannung

¹) gemessen bei einer Impulsdauer $t_p = 50$ μs und einem Tastverhältnis $r = |t_p\ T| = 1:2$
²) siehe Bild 3
³) Bezugsatmosphäre und Korrekturwerte bei abweichenden Umgebungsbedingungen nach TGL 20 618 02

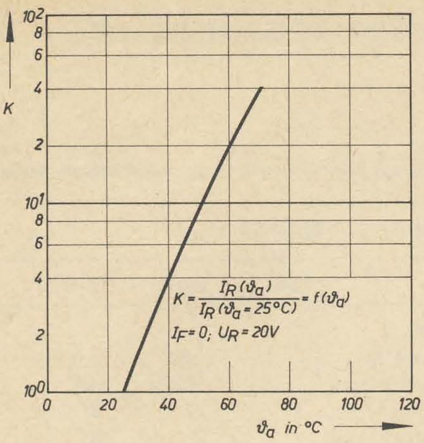
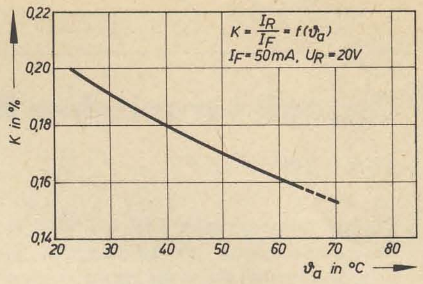


Bild 6: Mittlerer normierter Sperrstrom der Fotodiode des Ausgangskreises des Kopplers MB 110 bei $I_F = 0$ in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Bild 10: Mittlerer Übertragungsfaktor in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



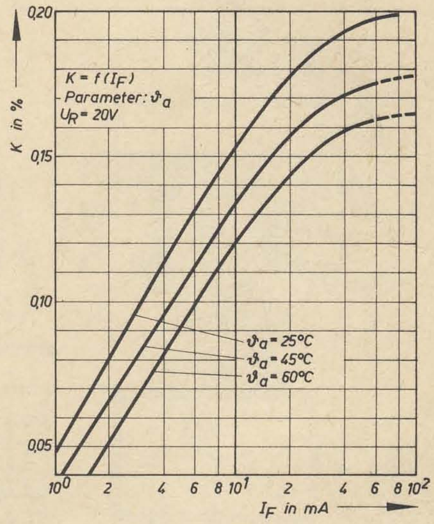


Bild 11: Mittlerer Übertragungsfaktor in Abhängigkeit vom Eingangsstrom. Parameter: Umgebungstemperatur ϑ_a
$K = I_R/I_F$

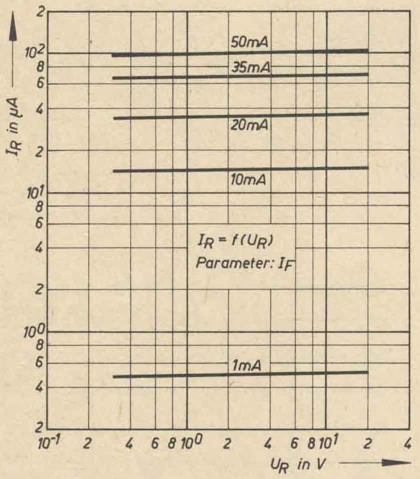


Bild 7: Mittlerer Ausgangsstrom der Fotodiode in Abhängigkeit der Sperrspannung. Parameter: Eingangsstrom I_F

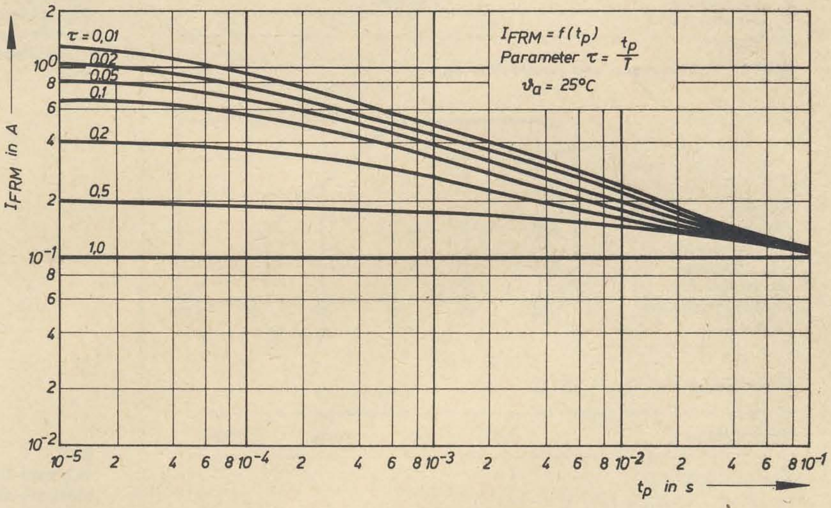


Bild 12: Impulsbelastungsdiagramm für den Spitzenstrom der Eingangsdiode für eine Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 25\ °C$

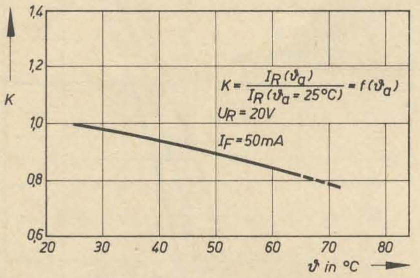


Bild 8: Mittlerer normierter Ausgangsstrom der Fotodiode in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

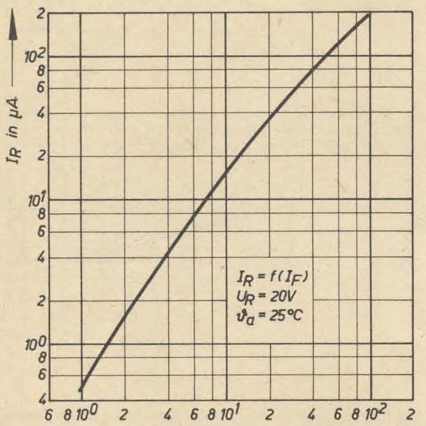


Bild 9: Mittlerer Ausgangsstrom der Fotodiode in Abhängigkeit vom Eingangsstrom

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Stereo-Antennentestgerät

GUNTER GRAN

Mitteilung aus dem VEB Rundfunk und Fernsehen Plauen

Im folgenden wird ein Testgerät vorgestellt, das beim Einrichten von UKW-Stereo-Antennenanlagen Verwendung findet. Es ist ein mit IS aufgebauter modifizierter Stereoempfänger, der zusätzlich ein einschaltbares MPX-Filter und eine Differenzkanalbaugruppe aufweist. Die akustische Kontrolle ist sowohl mit Lautsprechern als auch mit Kopfhörern möglich.

Gerätebeschreibung (s. Bild 1)

Das Antennensignal gelangt wahlweise direkt oder über eine um 45 dB gedämpfte Eingangsbuchse an den Tuner und wird nach der Mischung als ZF verstärkt und demoduliert. Das bei Stereoempfang anliegende Multiplexsignal erreicht entweder sofort oder über das einschaltbare MPX-Filter die Eingänge von Dekoder und Differenzkanal. Der Ausgang beider Baugruppen wird regelbar auf die Eingänge einer 2 × 1-W-Stereoendstufe gegeben. Die Spannungsversorgung ist elektronisch stabilisiert und auf 15 V eingestellt. Im vorliegenden Fall bestand keine Notwendigkeit, das Gerät mit Batterie zu betreiben. Eine solche Konzeption wäre aber durchaus möglich.

Die Fertigung des Gerätes wurde erforderlich, um Stereo-Einzel- sowie auch Stereo-Gemeinschaftsantennenanlagen genauer prüfen zu können. UKW-Monoempfang ist in unserer Zeit unkritisch. Beim Umschalten eines Empfängers auf Stereo kann es aber schon Nebengeräusche wie Rauschen, Zischeln o. ä. geben. Ursachen können z. B. die eingestellte Antennenrichtung, störende Nachbarsender, Reflexionen oder auch Verstärker mit Schwingneigung sowie schlecht abgeglichene Stereoweichen sein. Da diese Störungen nur bei Stereoempfang auftreten, liegt die Vermutung nahe, daß sie über das Differenzsignal kommen. Zur weiteren Erläuterung zeigt Bild 2 das NF-Spektrum eines Stereosignals.

Um eventuell auftretende Empfangsstörungen besser zu extrahieren, wird im Stereo-Antennentestgerät mit Hilfe eines Bandpasses nur das Spektrum von 23...53 kHz ausgesiebt, alle anderen Frequenzen werden mit großer Dämpfung unterdrückt. Das Differenzsignal (Stereoinformation) wird im Differenzkanal des Gerätes mit allen aufgenommenen Störungen hörbar gemacht. Durch diese Verfahrensweise ist es möglich, die Antenne durch akustische Kontrolle bestmöglich einzurichten. Stellt sich bei der Prüfung heraus, daß bereits ein eingeschaltetes MPX-Filter Abhilfe schafft, so müßte dem Kunden empfohlen werden, seinen Empfänger mit einem entsprechenden Filter nachzurüsten.

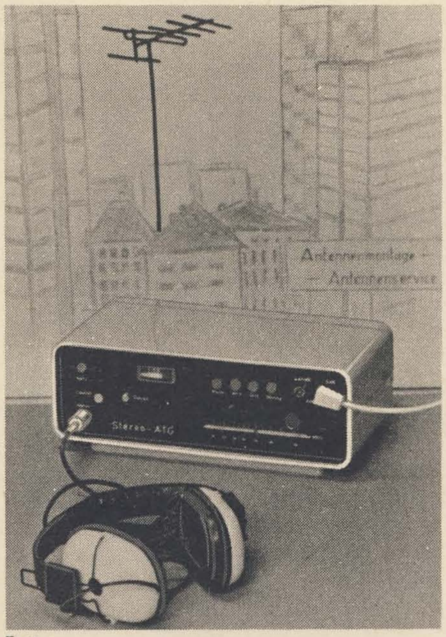


Foto: W. Schubert

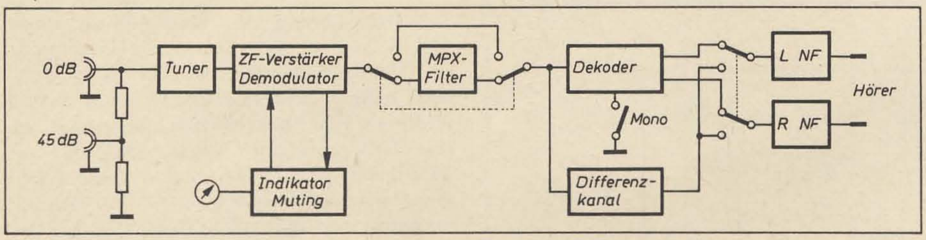


Bild 1: ▲ Blockschaltbild des Stereo-Antennentestgerätes

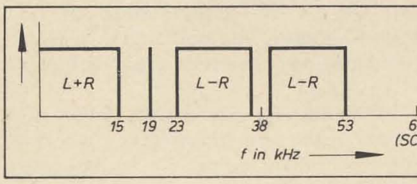


Bild 2: Spektrum des Stereo-MPX-Signals

Mechanischer Aufbau

Das Gerät ist in einem Gehäuse des Lausitz 2001 untergebracht. Für Bedienelemente und Skalenantrieb wurden eine Chassisplatte und für Abdeckung und Beschriftung eine Frontplatte angefertigt. Netzteil und Längstransistor sind als mechanische Einheit aufgebaut und montiert. Die Schaltung selbst besteht aus zwei Leiterplatten, die einerseits den Differenzkanal und andererseits ZF-Stufe, Regelautomatik, MPX-Filter, Dekoder, NF-Stufe und die Netzteilregelschaltung enthalten.

Netzteil und NF-Endstufen (Bild 3)

Für den Netzteil wurde ein Netztransformator des R 160 verwendet, wobei die Sekundärwicklungen in Reihe geschaltet wurden. An einer Wicklung wird die Spannung zur Einschaltkontrolle und Indikatorbeleuchtung abgenommen. Die Gesamtspannung der Wicklungen wird mit vier Dioden in Graetzschaltung gleichgerichtet. Der Längstransistor T_1 arbeitet mit T_2 in Darlingtonschaltung, und diese wird von der Vergleichsspannung über T_3 angesteuert. Der linke und der rechte Kanal der Endstufe sind in üblicher Schaltungstechnik mit der IS A 211 (IS_1, IS_2) ohne Besonderheiten aufgebaut.

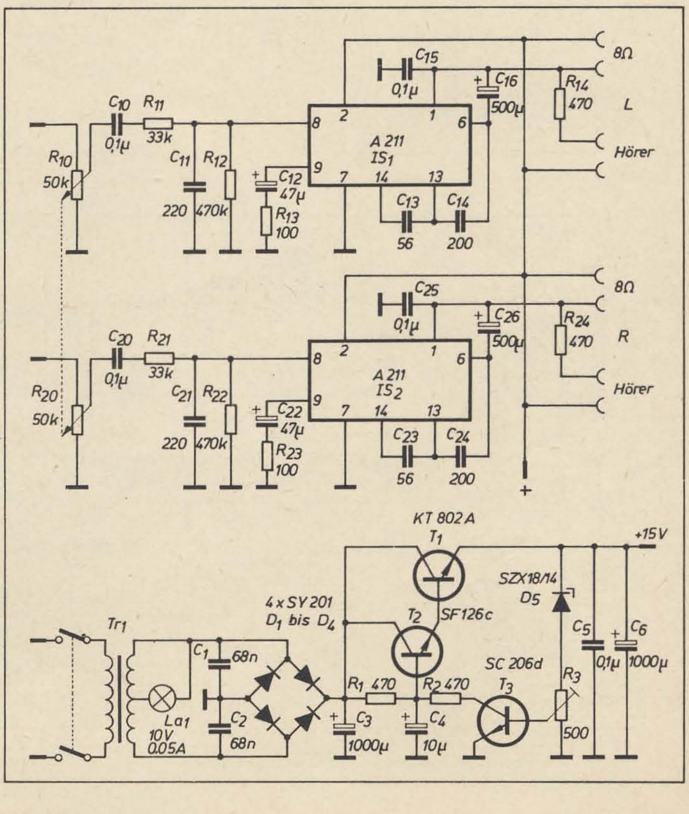
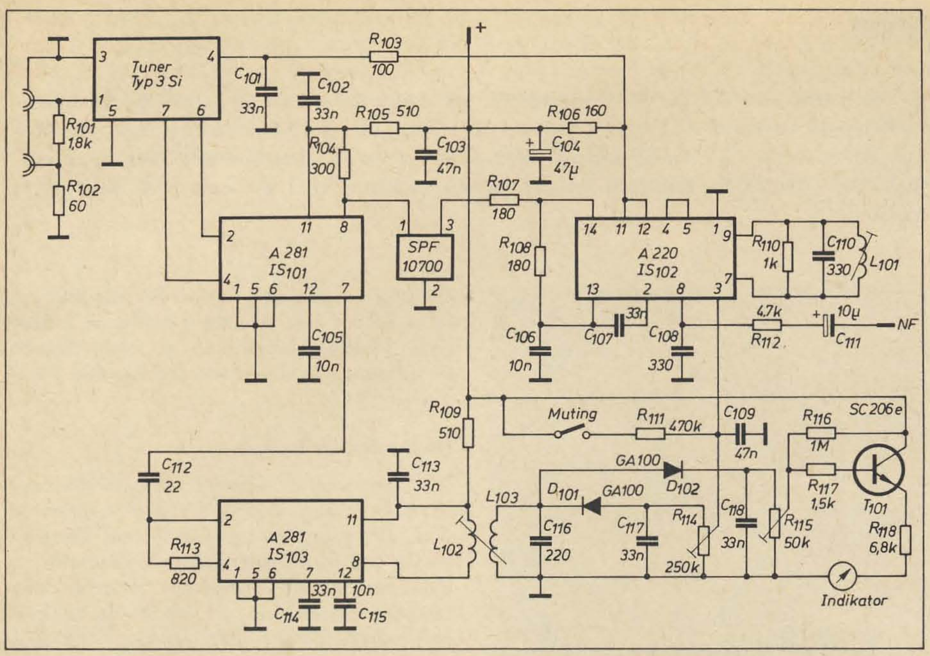
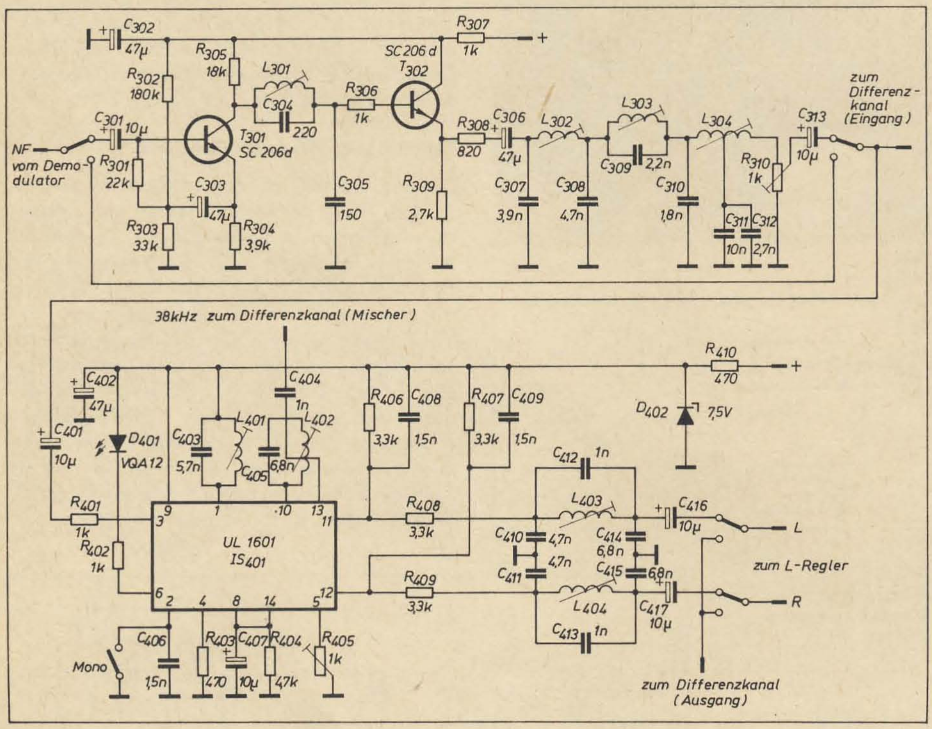
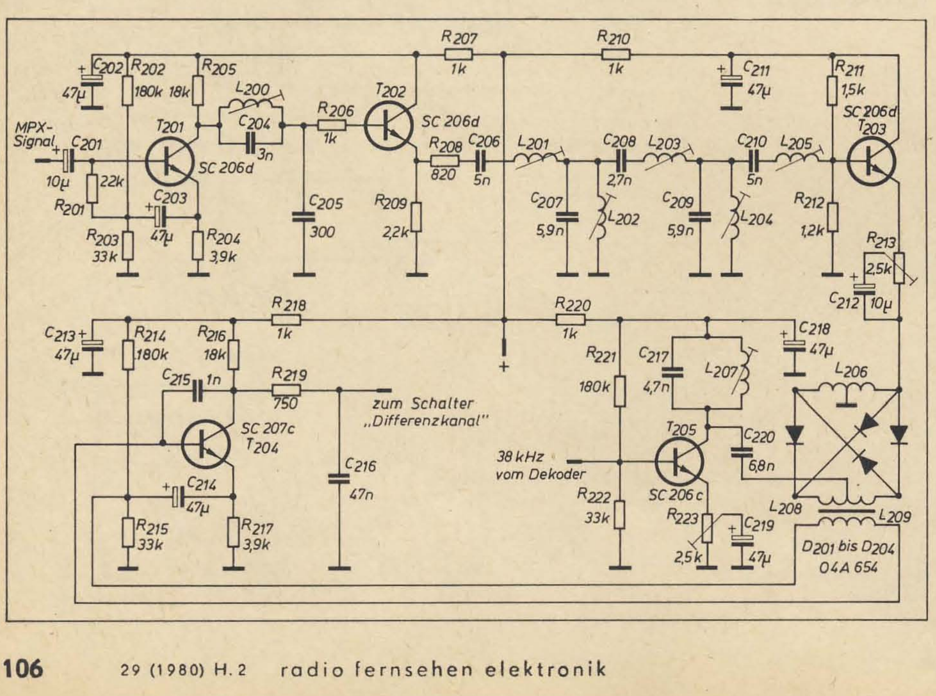


Bild 3: Stromlaufplan für Netzteil und Endstufen







HF-ZF-Teil (Bild 4)

Die Eingangsstufe besteht aus einem Tuner (Typ 3 Si), wie er im Sonneberg 500 eingesetzt wird. Erste ZF-Verstärkung erfolgt mit der IS_{101} (A 281). Am Ausgang (Pin 8) liegt ein Piezofilter SPF 10700 zur Selektion. Am Pin 7 wird ein Teil des ZF-Signals über C_{112} zur Weiterverarbeitung als Feldstärkeanzeige- und Mutingsignal abgenommen. Das durch das SPF 10700 gefilterte Signal gelangt auf den Eingang der IS_{102} (A 220), wird dort weiterverstärkt und demoduliert, so daß an Pin 8 das MPX-Signal zur Verfügung steht. Der separat integrierte Transistor ist als Mutingschalter ausgenutzt und über Pin 3 angesteuert. Die Richtspannung für Feldstärke- und Mutingsignal wird über die IS_{103} (A 281) mit anschließender Selektion und Gleichrichtung gewonnen. Für die Feldstärke wird die positive Spannung und für die Mutingschaltung die negative Spannung ausgenutzt. Schalterstellung „Muting": Liegt kein ZF-Signal an, so entsteht auch keine Richtspannung. Pin 3 der IS_{102} ist über R_{111} positiv vorgespannt und öffnet somit den integrierten Transistor. Da zwischen Pin 5 und Masse die Lautstärke geregelt werden kann, ist die NF gesperrt, da Pin 5 auf Masse liegt. Sobald eine Richtspannung entsteht, wird (je nach eingestellter Schaltschwelle) der Transistor gesperrt, und an Pin 8 kann das demodulierte Signal abgenommen werden. Die Ansteuerung des Indikators erfolgt über einen zusätzlichen Transistor (T_{101}).

Dekoder und MPX-Filter (Bild 5)

Zur Dekodierung des Stereosignals dient die IS UL 1601 (VR Polen). Im Gegensatz zur IS A 290 werden bei der IS UL 1601 noch externe Schwingkreise benötigt. Sie ist in diesem Fall aber trotzdem geeigneter, da der Differenzkanal dieses Gerätes mit 38 kHz versorgt werden muß und die A 290 einen solchen Ausgang nicht hat. Stereoempfang wird durch D_{401} (LED VQA 12) angezeigt, die Diode wird durch die IS angesteuert. Da der NF-Ausgang stark mit Trägerresten behaftet ist, macht sich je Kanal ein selektiver, versteilerter Tiefpaß erforderlich (L_{403}, L_{404}).

Das MPX-Filter ist ein aktives Filter. Am Kollektor der Eingangsstufe, die in Bootstrapschaltung aufgebaut ist, liegt das verstärkte Signal und gelangt über die SCA-Falle an die Trennstufe. (Über den SCA-Kanal wird in manchen Ländern auf 67 kHz Backgroundmusik oder Werbung u. ä. moduliert und übertragen.) Diese Falle besteht aus einem LC-Sperrkreis (L_{301}, C_{304}). Die weitere Aufgabe des Filters ist es, die harmonischen Oberwellen des Differenzträgers (76 kHz und 114 kHz) selektiv zu unterdrücken, wobei durch Tiefpaßschaltung der 114-kHz-Sperre nach oben alles abgesenkt wird. L_{304} dient zum Laufzeitausgleich. Laufzeitverschiebungen machen sich durch verminderte Übersprechdämpfung der beiden Kanäle bemerkbar.

Von oben nach unten:

Bild 4: Stromlaufplan des HF- und ZF-Teils mit Stummschaltung und Indikator

Bild 5: Stromlaufplan von MPX-Filter und Stereodekoder

Bild 6: Stromlaufplan des Differenzkanals

Differenzkanal (Bild 6)

Das besondere Merkmal im Stereo-Antennentestgerät ist der Differenzkanal. Das MPX-Signal wird wiederum in einer Bootstrapstufe verstärkt und anschliedend die Pilotfrequenz (19 kHz) selektiv ausgefiltert (L_{200}, C_{204}). Nach einer Trennstufe (T_{202}) gelangt das Signal auf ein LC-Bandpaßfilter. Dieses läßt ausschließlich die beiden Seitenbänder des Differenzsignals passieren. Nach einer weiteren Kollektorstufe kommt das Signal auf einen Ringdemodulator, in dem den beiden Seitenbändern der Träger (38 kHz, vom Dekoder) wieder zugesetzt wird und gleichzeitig eine Demodulation erfolgt. Die NF (L minus R) steht dann an L_{209} zur Verfügung.

In der folgenden Verstärkerstufe (T_{204}) werden dann der NF-Pegel angehoben und die zu starken Höhenanteile abgesenkt. Über die Schalterstellung „Differenz" kann nun das Differenzsignal monofon abgehört werden.

Dieser Lösungsweg erhebt keinesfalls den Anspruch, ideal zu sein, er stellt vielmehr einen ersten Schritt dar, bei der zunehmenden Zahl gemeinschaftlicher Antennenanlagen Probleme des Stereoempfangs zu erkennen und zu beheben.

Das Farbfernsehsystem PAL

Teil 2

Dipl.-Ing. GÜNTHER HORNHÄUER

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

2.2. Wahl der Farbträgerfrequenz, Burst, Modulationssignale

Im Abschnitt 1. bzw. in [1] [2] wurde bereits dargelegt, daß die Farbartinformation aus Gründen der Kompatibilität nur im Frequenzbereich der Übertragung des Leuchtdichtesignals (Schwarzweißsignal) realisiert werden kann. Zweifellos ist damit eine Störung dieses Leuchtdichtesignals verbunden. Es gilt nun, diese Störungen so gering wie möglich zu halten, ohne dabei wiederum die Information über die Farbart selbst wesentlich zu reduzieren. Es wurde bereits festgestellt, daß die Bandbreite für die Farbart gegenüber der Leuchtdichte wesentlich reduziert werden kann. Bezogen auf die europäische Norm mit 5 MHz Bandbreite und 625 Zeilen liegt der Wert bei etwa 1 MHz.

Ein wesentlicher Gesichtspunkt für die Beurteilung der Störungen liegt in der Art der Modulation selbst begründet. Durch Anwendung der Modulation mit Trägerunterdrückung ist dieser von der jeweiligen Farbsättigung des übertragenen Signals abhängig. Weiterhin wird man versuchen, die Farbträgerfrequenz f_T möglichst hoch zu wählen, um die Störstruktur auf dem Bildschirm bezüglich der flächenhaften Ausdehnung möglichst gering zu halten. Hier muß zwangsläufig ein Kompromiß eingegangen werden zwischen der gewählten Farbträgerfrequenz und der zu übertragenden Bandbreite bzw. der Möglichkeit, ein Seitenband der jeweils zu übertragenden Farbdifferenzsignale teilweise zu unterdrücken (Restseitenbandübertragung).

Eine weitere Möglichkeit, die Erscheinung dieser Störungen zu verringern, beruht darauf, die Hell-Dunkel-Informationen, die durch den Farbträger hervorgerufen werden, in benachbarten Zeilen so zu gestalten, daß vom Auge eine Kompensation empfunden wird und es nicht zur Ausbildung von synchronisierten senkrechten Linien kommt. Aus dieser Erkenntnis heraus muß der Farbträger mit der Zeilenfrequenz verkoppelt sein, und wegen der Phasenverschiebung von 180° in benachbarten Zeilen muß er ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Zeilenfrequenz f_H betragen (Bild 5). Aus der Spektralverteilung des Farbartsignals im Vergleich zum Leuchtdichtesignal (Bild 6) ist zu erkennen, daß das Farbartsignal mit $n \cdot f_H/2$ in die Spektrallinien des Leuchtdichtesignals mit der Periodizität $n \cdot f_H$ hineingeschachtelt wird. f_V bedeutet hierbei die Vollbildfrequenz.

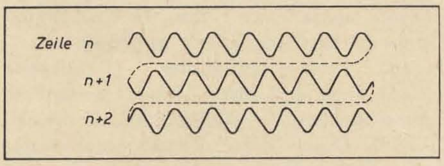


Bild 5: Verkopplung der Farbträgerfrequenz mit der Zeilenfrequenz bei NTSC

Für die amerikanische Norm mit $f_H = 15{,}734264$ kHz sind folgende Werte festgelegt:

$$f_T = 455 \frac{f_H}{2} = 3{,}579545\ \text{MHz} \pm 10\ \text{Hz} \qquad (2.14.)$$

Für ein auf Europa modifiziertes NTSC-System würde sich ergeben

$$f_T = 567 \frac{f_H}{2} = 4{,}4296875\ \text{MHz} \qquad (2.15.)$$

Da zur Demodulation der übertragenen Seitenbänder der Farbträger in der entsprechenden Phase (für R-Y: $\cos\Omega t$, für B-Y: $\sin\Omega t$) wieder zugeführt werden muß, ist es erforderlich, diesen Farbträger im Empfänger phasensynchron zu regenerieren. Zu diesem Zweck werden in der Zeit der Horizontalaustastung nach dem Synchronimpuls einige Zyklen der Farbträgerschwingung mit definierter Phase übertragen. Die Bezugsphase liegt dabei in Richtung der negativen (B-Y)-Achse (s. Bild 11). Dieser Farbsynchronimpuls (Burst) bildet auf der Empfangsseite die Grundlage, um über einen Phasenvergleich einen nahezu auf der Sollfrequenz schwingenden Quarzoszillator phasenrichtig nachzusteuern.

Durch diesen hergestellten Synchronismus zwischen Sender- und Empfängerseite ist eine optimale Farbwiedergabe sichergestellt, wenn keine zusätzlichen Verzerrungen in der Übertragungskette auftreten. Die gefürchtetsten Verzerrungen sind die der pegelabhängigen Phase. Dabei kommt es zu Phasenfehlern in Abhängigkeit vom Aussteuerungspegel des Leuchtdichtesignals, die zu Farbtonfehlern führen, die im Prinzip bei NTSC nicht korrigierbar sind, sondern nur durch Verstellen der Bezugsphase ausgemittelt werden können. Bereits eine Phasenabweichung von 5° ist sichtbar. Neben dieser pegelabhängigen Phase können natürlich auch pegelabhängige Amplitudenfehler auftreten, die sich als Farbsättigungsfehler äußern. Dabei sind etwa 15 % sichtbar und auch weitaus weniger kritisch.

Eine weitere, für NTSC typische Fehlererscheinung tritt auf, wenn die Seitenbänder [SB_1 und SB_2 in Gl. (2.3.)] nicht mit gleicher Amplitude übertragen werden. Bild 7 soll das veranschaulichen. Das Seitenband 2 des Signals F_1 (SB_{21}) wird mit etwa 50 % der Sollamplitude übertragen. Dadurch kommt es zum Summenzeiger F_1 für das Modulationssignal 1 (R-Y), der nicht in Richtung der Achse für die Sollphase F_1

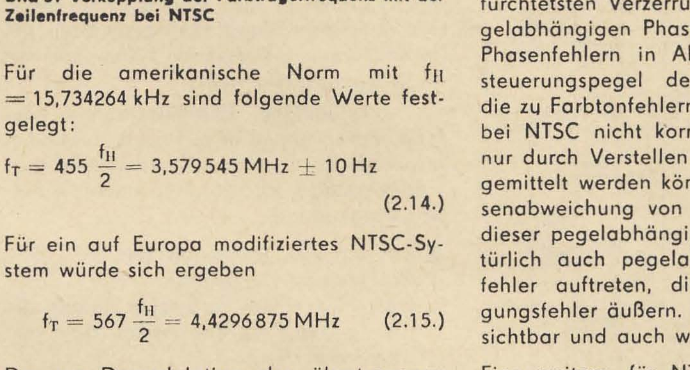


Bild 6: Einschachtelung des Farbträgers in das Leuchtdichtesignal

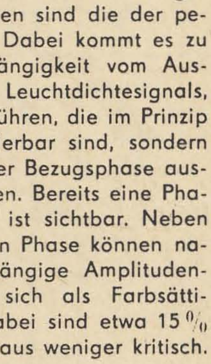


Bild 7: Auswirkung der Restseitenbandübertragung bei NTSC

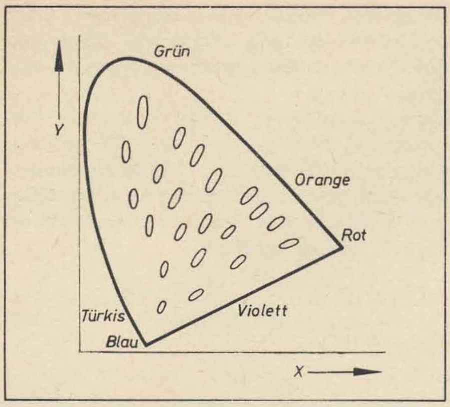


Bild 8: Schematische Darstellung der Mac-Adam-Ellipsen

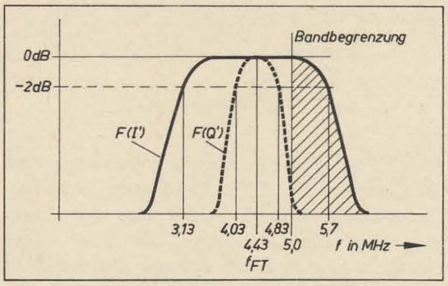


Bild 9: Bandbegrenzung der I- und Q-Signale

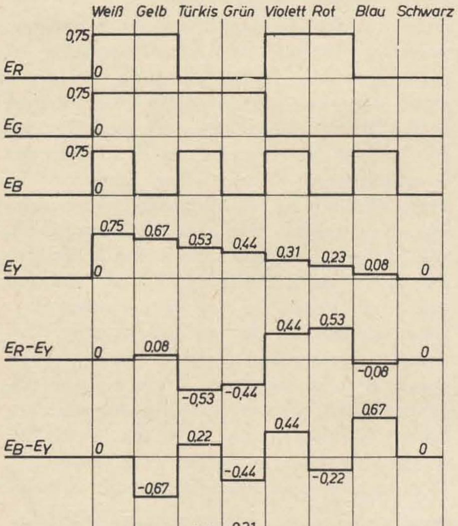


Bild 10: Signalpegel für das 75-%-Farbbalkentestsignal

liegt. Der Summenzeiger hat einen Anteil F_I' (F_I – Phase) und eine Komponente F_2' in Richtung der F_2-Phase. Bei der Demodulation tritt also ein Übersprechen von F_I in F_2 auf. Da sich diese Bandbeschneidung hauptsächlich auf die oberen Frequenzanteile in den Farbdifferenzsignalen erstrekken wird, kann es bei diesen Fehlern zu Farbkanten bei Farbübergängen kommen. Untersuchungen haben ergeben, daß die Unterscheidung verschiedener Farben im Farbbereich nicht in allen Richtungen gleich ist. Im Bild 8 sind die Linien für gleich empfundene Farbveränderungen schematisch für einige Farbarten eingetragen (sog. Mac-Adam-Ellipsen). Es ist zu erkennen, daß in der Achse Türkis-Orange die Farbunterscheidung wesentlich stärker in Erscheinung tritt als z. B. in der Achse Grün-Violett. Daraus ergibt sich die Konsequenz, daß Farbsprünge in der Achse Türkis-Orange möglichst breitbandig und Farbsprünge in der Achse Grün-Violett schmalbandiger übertragen werden können. Diese Feststellung kann genutzt werden, wenn die Modulation nicht mit Signalen R-Y und B-Y vorgenommen wird, sondern das Achsensystem der Chrominanzebene (Bild 11) um 33° gedreht wird. Die neuen Modulationsachsen werden mit I bzw. Q bezeichnet. Damit ist die Möglichkeit gegeben, das I-Signal mit optimaler Bandbreite (≈ 1,3 MHz) und das Q-Signal wesentlich schmalbandiger (≈ 0,8 MHz) zu übertragen (Bild 9). Durch diese Bandbreitenreduzierung wird weitestgehend vermieden, daß das Q-Signal in das I-Signal überspricht, und es wird die Möglichkeit geschaffen, die im Empfänger auftretenden I-Komponenten im Q-Signal auszufiltern.

Zur vollständigen Charakterisierung der NTSC-Parameter ist es nun noch notwendig, die Pegel für die Farbdifferenzsignale festzulegen. Dabei wird von folgendem Grundsatz ausgegangen:

- Für ein voll gesättigtes Bild mit 75 % Farbwertsignalamplitude (75-%-Farbbalken) darf der Farbträger gerade die 100-%-Grenze in den Balken Gelb und Türkis erreichen.

Im Bild 10 sind die einzelnen Signalamplituden aufgezeichnet und die Pegelwerte angegeben.

Auf Grund obiger Bedingung ergeben sich aus einer Rechnung, die hier nicht näher ausgeführt werden soll, für die Modulation mit Signalen R-Y und B-Y die Beziehungen

$$U = 0{,}493\,(E_B\text{-}E_Y) \qquad (2.16.)$$

$$V = 0{,}877\,(E_R\text{-}E_Y) \qquad (2.17.)$$

Für die Modulation mit I-Q gilt dann

$$Q = 0{,}41\,(E_B\text{-}E_Y) + 0{,}48\,(E_R\text{-}E_Y) \qquad (2.18.)$$

$$I = -0{,}27\,(E_B\text{-}E_Y) + 0{,}74\,(E_R\text{-}E_Y) \qquad (2.19.)$$

Mit den Pegelwerten aus Bild 10 läßt sich nun die Chrominanzebene im Bild 11 darstellen. In diesem Bild sind auch die Amplitude und Phase des Burstes eingetragen.

2.3. Blockschaltbild einer NTSC-Übertragung

Das Blockschaltbild eines NTSC-Koders ist im Bild 12 dargestellt. Die von der Matrix gelieferten Signale E_I und E_Q gelangen zu den jeweiligen Modulatoren, wobei der Q-Modulator die Farbträgerschwingung $\sin(\Omega_T + 33°)$ und der I-Modulator die Farbträgerschwingung $\sin(\Omega_T + 123°)$ erhält. Am Ausgang der Modulatoren stehen dann die modulierten Signale $F(E_I)$ und $F(E_Q)$ zur Verfügung, bei denen der Farbträger unterdrückt ist. In einer Addierstufe werden diese Signale addiert, so daß am Ausgang das quadraturmodulierte Farbartsignal zur Verfügung steht. In weiteren Addierstufen werden diesem Signal der Burst, das Leuchtdichtesignal E_Y (einschließlich

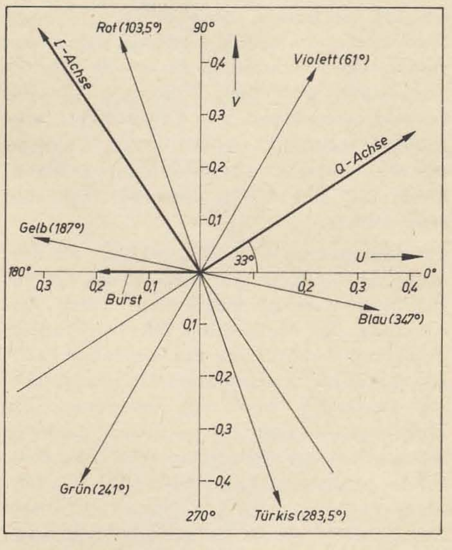


Bild 11: Chrominanzebene bei NTSC

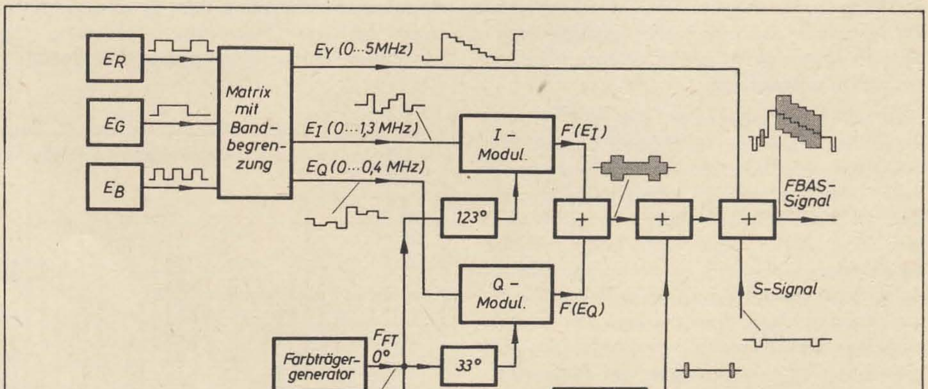


Bild 12: Blockschaltbild des NTSC-Koders

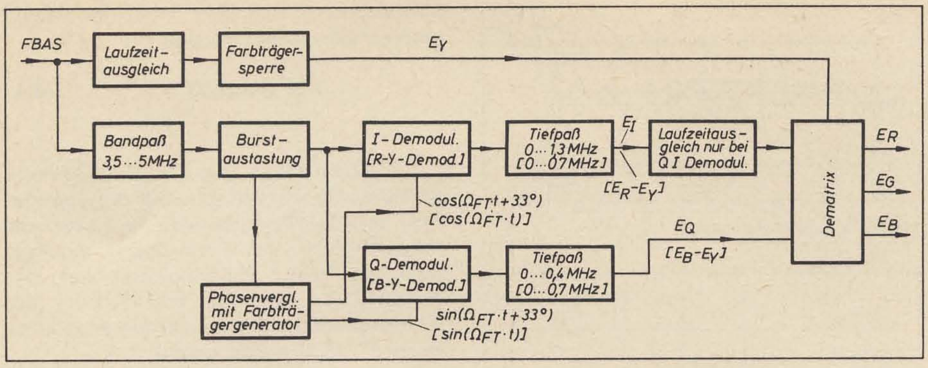


Bild 13: Blockschaltbild des NTSC-Dekoders

Austastsignal) und das Synchronsignal S hinzugesetzt, so daß am Ausgang das komplette FBAS-Signal zur Verfügung steht. Im Bild 12 sind dabei an den einzelnen Stufen die Spannungsformen für das Balkentestsignal dargestellt.

Der Dekoder hat die Aufgabe, aus dem modulierten Farbartsignal die videofrequenten Farbdifferenzsignale E_R-E_Y, E_B-E_Y bzw. die Signale E_I und E_Q zurückzugewinnen. Das quadraturmodulierte Farbartsignal muß deshalb in zwei geeigneten Demodulatoren (sog. Synchrondemodulatoren) demoduliert werden.

Der prinzipielle Aufbau des NTSC-Dekoders soll anhand des Bildes 13 näher erläutert werden. Aus dem FBAS-Signal wird durch einen Bandpaßverstärker das Farbartsignal ausgefiltert. Dieses Signal gelangt dann über die Stufe der Burst-Austastung auf die beiden Demodulatoren für I und Q. Der Farbträger wird im Dekoder mit Hilfe eines Quarzoszillators erzeugt. In der Stufe „Burst-Austastung" wird das Farbsynchronsignal vom eigentlichen Farbartsignal abgetrennt und in der anschließenden Phasenvergleichsschaltung mit der Phase des Farbträgeroszillators verglichen. Daraus wird eine Regelspannung gewonnen, die die Phase des Farbträgers (auch als Referenzträger bezeichnet) richtig nachsteuert. Dabei muß die Zeitkonstante so groß sein, daß sie sich im Verlauf einer Zeile nicht ändert.

Den Demodulatoren folgen dann Tiefpässe, die den eigentlichen Farbträger unterdrükken und nur das I- bzw. Q-Signal hindurchlassen. Dabei hat der Tiefpaß nach dem Q-Demodulator noch die Aufgabe, die Quadraturkomponenten des I-Signals, die in den Q-Kanal übersprechen und Frequenzen von etwa 0,6...1,3 MHz entsprechen, zu unterdrücken.

Hierbei soll auch erwähnt werden, daß auf Grund der Restseitenbandübertragung des I-Signals die Frequenzanteile von 0,6 bis 1,3 MHz nur mit halber Amplitude wiedergegeben werden. Da dieses Signal mit größerer Bandbreite als das Q-Signal übertragen wird, muß das Signal E_I gegenüber E_Q verzögert werden, damit die Koinzidenz zwischen beiden Signalen gewährleistet ist.

Der Y-Kanal enthält die Laufzeitleitung zum Koinzidenzausgleich und die Farbträgersperre. In der anschließenden Dematrix werden dann die drei Farbartsignale ermittelt.

Im Bild 13 ist noch eine weitere Lösungsvariante angegeben. Werden nämlich den Demodulatoren die Farbträger sinΩt und cosΩt zugeführt, wie das in den eckigen Klammern angegeben ist, so erfolgt die Demodulation in den beiden Achsrichtungen E_R-E_Y und E_B-E_Y.

Die Bandbreite wird dann für beide Farbdifferenzsignale mit 0,7 MHz festgelegt, damit die Fehler durch die Restseitenbandübertragung nicht über das erträgliche Maß in Erscheinung treten. Dadurch erübrigt sich natürlich auch der Laufzeitausgleich zwischen den beiden Farbdifferenzsignalen. Ein Empfänger dieser Schaltungsart ist billiger als der mit I-Q-Demodulation und wird als Äquibandempfänger bezeichnet. In den USA wurden bisher die meisten Farbfernsehempfänger nach diesem Prinzip aufgebaut.

3. PAL-System

3.1. Prinzip

Wie bereits im Abschnitt 1. ausgeführt wurde, stützt sich das PAL-System in seinem Grundprinzip auf das NTSC-System, es stellt eine Erweiterung bzw. eine sinnvolle Ergänzung dieses Systems dar, um wesentliche Nachteile zu beseitigen. Wie im Abschnitt 5. noch dargelegt werden wird, bringt diese Erweiterung ohne Zweifel eine Erhöhung des Aufwandes mit sich, der aber besonders durch den Einsatz von integrierten Schaltungen immer mehr in den Hintergrund tritt.

Insgesamt muß heute nach zwölfjähriger Erfahrung mit diesem System eingeschätzt werden, daß dieser zusätzliche Aufwand gerechtfertigt ist.

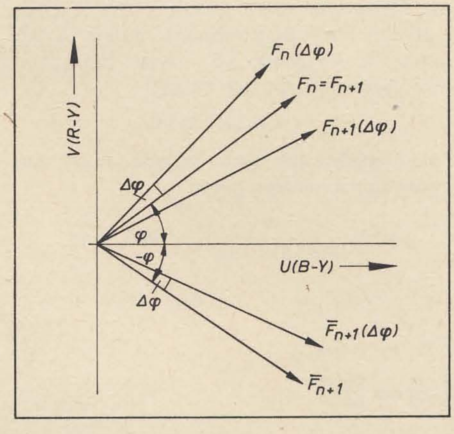


Bild 14: Fehlerkompensation bei PAL

3.2. Fehlerkompensation, Laufzeitmodulator

Der Grundgedanke des PAL-Systems besteht in der Ausnutzung der bereits von B. D. Loughlin vorgeschlagenen abwechselnden Phasenumschaltung einer Komponente des quadraturmodulierten Signals um 180°, wobei diese senderseitige Umschaltung im Empfänger wieder rückgängig gemacht werden muß.

Das besondere des PAL-Systems liegt nun darin, daß diese Umschaltung zeilenfrequent (PAL – Phase Alternations Linie) und die Fehlerkompensation elektrisch vorgenommen wird. Bild 14 zeigt das Grundprinzip. Dabei muß bemerkt werden, daß die Achsen E_B-E_Y als U-Achse und E_R-E_Y als V-Achse bezeichnet werden. Daß auf die Modulation mit I- und Q-Signalen bei PAL verzichtet werden kann, wird unter 3.3. erläutert. Ein beliebiger Zeiger F_n der Zeile n, der aus einer U- und V-Komponente besteht, besitzt einen Winkel φ zur positiven Achse (Bezugsachse mit der Phase 0). Dieser Winkel φ wird durch Übertragungsfehler um den Wert $\Delta\varphi$ verfälscht, so daß ein fehlerhafter Zeiger $F_n(\Delta\varphi)$ in der Zeile n entsteht. In der Zeile $n+1$ wird vereinbarungsgemäß ein Zeiger $\bar{F}_{n+1}$ mit dem Phasenwinkel $-\varphi$ übertragen, wobei angenommen wird, daß sich vom Signalinhalt F_n und F_{n+1} nicht unterscheiden sollen. Der Zeiger $\bar{F}_{n+1}$ besitzt nun ebenfalls einen Phasenfehler von $+\Delta\varphi$, so daß z. B. im Empfänger der Zeiger $\bar{F}_{n+1(\Delta\varphi)}$ mit dem Phasenwinkel $-\varphi+\Delta\varphi$ ankommt. Wird nun die Phasenumschaltung wieder rückgängig gemacht, so steht der Zeiger $F_{n+1(\Delta\varphi)}$ zur Verfügung, bei dem der Phasenwinkel im Gegensatz zu $F_{n(\Delta\varphi)}$ mit umgekehrtem Vorzeichen erscheint. Dieses Verfahren (Simple PAL) hat aber keine praktische Bedeutung erreicht.

Bild 15 ist als Weiterführung des Bildes 14 zu betrachten. Hier wird davon ausgegangen, daß die im Empfänger vorhandenen Signale $F_{n(\Delta\varphi)}$ und $F_{n+1(\Delta\varphi)}$ durch Verzögerung um eine Zeile (64 μs) addiert werden können, so daß der Summenzeiger $F_{n(\Delta\varphi)} + F_{n+1(\Delta\varphi)}$ entsteht, der nun wieder den Phasenwinkel φ aufweist, aber dessen Länge sich mit zunehmendem Phasenfehler $\Delta\varphi$ verringert, bezogen auf die Länge beim Phasenfehler $\Delta\varphi = 0$, die dann $F_n + F_{n+1} = 2F_n$ beträgt.

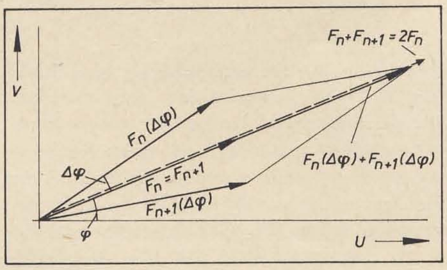


Bild 15: Fehlerkompensation mit Laufzeitdemodulator

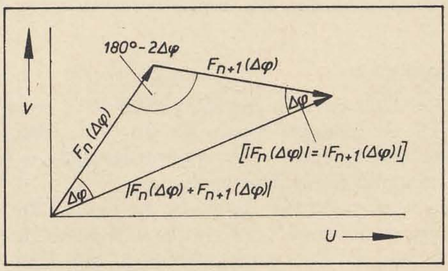


Bild 16: Ermittlung des Sättigungsfehlers in Abhängigkeit von $\Delta\varphi$

Daraus läßt sich die Feststellung treffen:

- Farbtonfehler (Phasenfehler) werden bei PAL in Farbsättigungsfehler umgewandelt.

Mit Hilfe des Bildes 16 wird der Zusammenhang zwischen der Entsättigung, d. h. der Verkürzung des Summenzeigers, und $\Delta\varphi$ ermittelt.

Unter Anwendung des Sinussatzes gilt:

$$\frac{F_{n(\Delta\varphi)}}{\sin\Delta\varphi} = \frac{F_{n(\Delta\varphi)} + F_{n+1(\Delta\varphi)}}{\sin(180^\circ - 2\Delta\varphi)}$$

Nach Umformen erhält man

$$|F_{n(\Delta\varphi)} + F_{n+1(\Delta\varphi)}| = F_{n(\Delta\varphi)} \cdot \frac{\sin(180^\circ - 2\Delta\varphi)}{\sin\Delta\varphi} = F_n \frac{\sin 2\Delta\varphi}{\sin\Delta\varphi}$$

Unter Anwendung der Funktionen des zweifachen Argumentes erhält man:

$$|F_{n(\Delta\varphi)} + F_{n+1(\Delta\varphi)}| = F_n \frac{2\sin\Delta\varphi\cos\Delta\varphi}{\sin\Delta\varphi} = 2F_n\cos\Delta\varphi \quad (3.1.)$$

Der prozentuale Anteil der Entsättigung ergibt sich dann durch einfache Umstellung:

$$\frac{2F_n \quad |F_{n(\Delta\varphi)} \quad F_{n+1(\Delta\varphi)}|}{2F_n} \cdot 100\,\%$$

$$= \frac{2F_n \quad 2F_n\cos\Delta\varphi}{2F_n} \cdot 100\,\%$$

$$= (1 \quad \cos\Delta\varphi) \cdot 100\,\% \quad (3.2.)$$

Für beispielsweise $\Delta\varphi = 30^\circ$ ergibt sich nach Gl. (3.2.) ein Sättigungsfehler von $(1 - 0{,}865) \cdot 100\,\% = 13{,}5\,\%$.

Nach den theoretischen Erläuterungen soll nun noch etwas auf die praktische Ausführung der Fehlerkompensation, d. h. auf den Laufzeitdemodulator, eingegangen werden.

Unter Einbeziehung der Größen U und V nach Gl. (2.16.) und Gl. (2.17.) erhält man für das Farbartsignal:

$$F = U\sin\Omega t \pm V\cos\Omega t \quad (3.3.)$$

Da z. B $-V\cos\Omega t$ auch als $V(-\cos\Omega t)$ geschrieben werden kann, bleibt die Phasenumschaltung nicht auf das demodulierte Signal beschränkt, sie ist also ebensogut in der quadraturmodulierten V-Komponente möglich. Im Abschnitt 5. werden wir noch erkennen, daß natürlich auch eine 180°-Umschaltung des zur Synchrondemodulation benutzten Farbträgersignals möglich ist. Das ist aber hier vorerst nicht von Interesse.

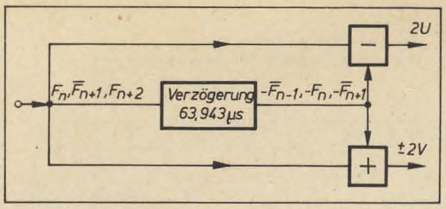


Bild 17: Laufzeitdemodulator

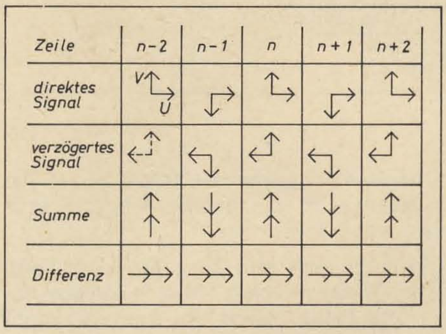


Bild 18: Zeigerbild zum Laufzeitdemodulator

Zum praktischen Aufbau des Laufzeitdemodulators sollen zunächst einige Aussagen zur Verzögerungszeit gemacht werden. Es wurde bereits mehrfach erwähnt, daß die Verzögerungsleitung der Dauer einer Zeilenperiode (64 µs) entsprechen muß, damit die Signale der Zeilen n und n + 1 in Koinzidenz sind. Für den PAL-Laufzeitdemodulator ist das jedoch nur eine Bedingung. Da sichergestellt werden muß, daß bei der Addition der Signale der Zeilen n und n + 1, also F_n und F_{n+1}, keine Phasenverschiebungen auftreten, muß die Phasenlaufzeit ein Vielfaches der Periodendauer des Farbträgers oder aber zumindest ein Vielfaches der halben Periodendauer des Farbträgers betragen, da man im letzten Falle durch einfache 180°-Phasenumschaltung wieder zur Phasengleichheit gelangen kann. Dazu muß die Farbträgerfrequenz, deren Festlegung im Abschnitt 3.5. näher betrachtet wird, bekannt sein. Sie beträgt

$$f_T = 4{,}43361875\ \text{MHz}$$

Somit ergibt sich eine Periodendauer der Farbträgerschwingung von

$$t_T = \frac{1}{4\,433\,618{,}75\ \text{s}^{-1}} = 225{,}54\ \text{ns}$$

Daraus ergibt sich eine mögliche Anzahl gespeicherter Halbperioden zu

$$\frac{\tau_v}{\frac{t_T}{2}} = 567{,}52 \quad (3.4.)$$

Zur Auswahl stehen also 567 oder 568 Halbperioden. Es hat sich generell die Speicherung von 567 Halbperioden (entsprechend 283,5 Perioden des Farbträgers) durchgesetzt, was einer Phasenlaufzeit von $\tau_{vPh} = 63{,}943\ \mu s$ entspricht. Bild 17 zeigt das Prinzipschaltbild des Laufzeitdemodulators. Nach Gl. (3.3.) möge gelten:

$$F_n = U\sin\Omega t + V\cos\Omega t$$
$$F_{n+1} = U\sin\Omega t - V\cos\Omega t$$

Bei den weiteren Betrachtungen wird angenommen, daß sich der Signalinhalt beider Farbdifferenzsignale in den einzelnen Zeilen nicht unterscheidet. Für das verzögerte Signal erscheint dann am Ausgang der Verzögerungsleitung das Signal der vorhergehenden Zeile des direkten Signals mit negativem Vorzeichen (wegen der 180° Phasenverschiebung). Damit ergibt sich für die Summe F (direkt) und F (verzögert):

$$F_n + (-\bar{F}_{n-1}) = U\sin\Omega t + V\cos\Omega t + [-(U\sin\Omega t + V\cos\Omega t)] = 2V\cos\Omega t \quad (3.5.)$$

$$F_{n+1} + (-F_n) = U\sin\Omega t - V\cos\Omega t + [-(U\sin\Omega t + V\cos\Omega t)] = -2V\cos\Omega t \quad (3.6.)$$

Bei der Differenzbildung dieser Signale erhält man

$$F_n - (-\bar{F}_{n-1}) = U\sin\Omega t + V\cos\Omega t - [-(U\sin\Omega t - V\cos\Omega t)] = 2U\sin\Omega t \quad (3.7.)$$

$$\bar{F}_{n+1} - (-F_n) = U\sin\Omega t - V\cos\Omega t - [-(U\sin\Omega t + V\cos\Omega t)] = 2U\sin\Omega t \quad (3.8.)$$

Daraus ist zu entnehmen, daß am Ausgang des Laufzeitdemodulators die einzelnen Quadraturkomponenten U und V getrennt anliegen, und zwar mit doppelter Amplitude und bezüglich der V-Komponente mit von Zeile zu Zeile alternierenden Vorzeichen. Das hier rechnerisch ermittelte Ergebnis läßt sich auch mit Hilfe der Zeigerdarstellung im Bild 18 erklären.

Wird fortgesetzt

Quarzwecker Kaliber 64–39

Dipl.-Ing. KLAUS SANDER

Mitteilung aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla

Konzeption

Der Quarzwecker Kaliber 64-39 aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla ist ein batteriebetriebener Wecker in Normalweckergröße mit Analoganzeige (Zeigeranzeige).

Zeitbestimmendes Glied ist ein Quarz der Resonanzfrequenz 2^{22} Hz = 4,194304 MHz. Er ist im Rückkopplungszweig des zum Uhrenschaltkreis gehörigen Oszillatorinverters angeordnet. Außer dem Oszillatorinverter enthält der Uhrenschaltkreis eine Kette von 23 Frequenzteilerstufen, zwei zueinander gegenphasige Treiber für einen Brückenausgangsverstärker und einen Ausgang mit einem intermittierenden Wecksignal mit der Tonfrequenz 1 024 Hz. Die Frequenzteilerstufen teilen die Oszillatorfrequenz von 2^{22} Hz = 4,194304 MHz auf die Ausgangsfrequenz von 2^{-1} Hz = 0,5 Hz, die die beiden Ausgangstreiber gegenphasig an-

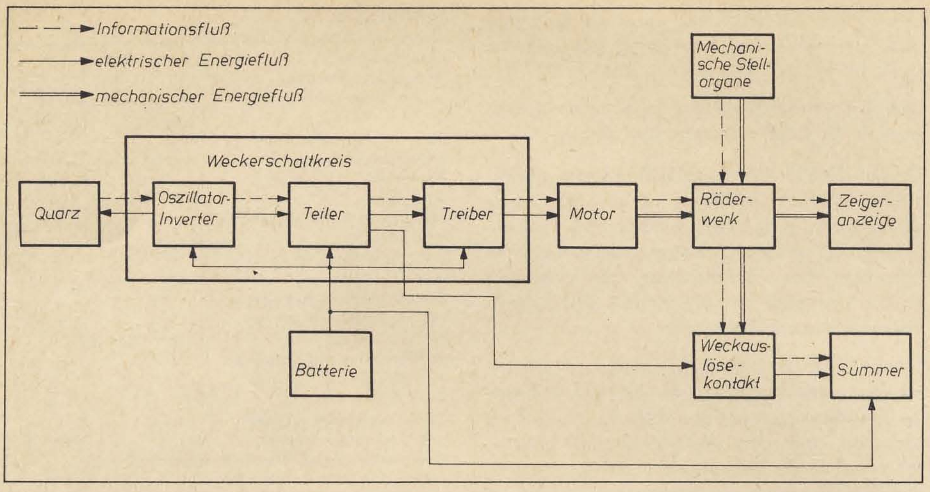


Bild 1: Blockschaltbild des Quarzweckers

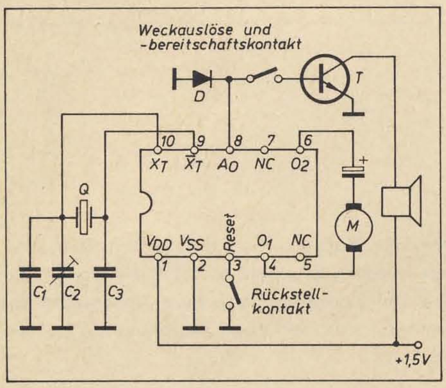


Bild 2: Elektronische Schaltung des Quarzweckers

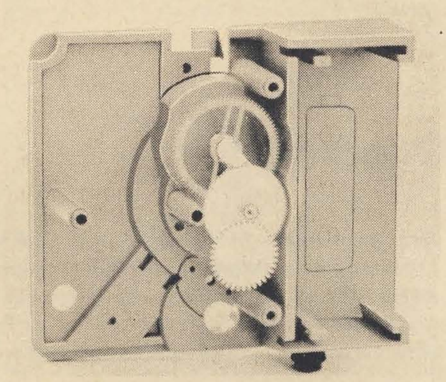


Bild 4: Gestell mit Räderwerk von hinten

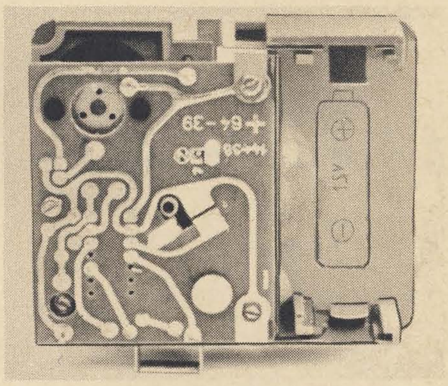


Bild 5: Weckerwerk

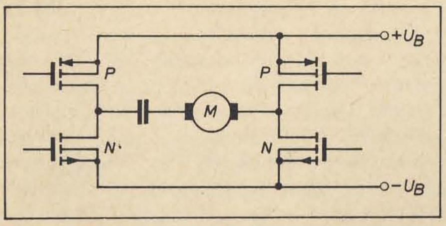


Bild 3: Ankopplung des Schrittmotors an den Brückenausgangsverstärker

steuert. Im Brückenzweig des Brückenausgangsverstärkers liegt in Reihe mit einem Kondensator der Schrittmotor, der in 1-s-Schritten das Räderwerk betätigt.

Das Räderwerk treibt eine Zeigeranzeige und hat ein in axialer Richtung einrastbares Weckeinstellrad, das eine Kontaktfeder schließt. Dieser Weckauslösekontakt verbindet den Wecksignalausgang des Schaltkreises mit der Basis eines diskreten Transistors, in dessen Kollektorkreis sich die Spule des Summers befindet.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Quarzweckers.

Elektronische Schaltung

Bild 2 zeigt die Schaltung des Quarzweckers. Sämtliche Bauelemente einschließlich Schrittmotor und Summer sind auf einer Leiterplatte untergebracht.

Zwischen Eingang und Ausgang des Oszillatorinverters des Uhrenschaltkreises befindet sich ein π-Glied, bestehend aus einem Festkondensator, einem Trimmer und dem Quarz. Die Oszillatorfrequenz von 4,194304 MHz wird in einem 23stufigen Teiler auf die Frequenz von 0,5 Hz herabgeteilt und gegenphasig den beiden Treibern des Brückenausgangsverstärkers zugeführt. Ferner wird aus der Teilerkette ein Wecksignal mit einer Frequenz von 1 024 Hz abgeleitet und getastet mit einem Dauer-Pausenverhältnis von 1 s/3 s. Nach Schließen des Weckauslösekontaktes gelangt das Wecksignal nach Verstärkung im Transistor zum Summer.

Zum energiegünstigen Betreiben des Schrittmotors bedarf die Wicklung eines kurzen Impulses mit bestimmter Polarität. Der Rotor wird dadurch aus der einen magnetischen Raststellung ausgelenkt und nimmt die nächste, um 180° versetzte Raststellung ein. Der nächste Schritt wird durch einen Impuls entgegengesetzter Polarität ausgeführt. Das wird auf folgende Weise erreicht: Durch den Gegentaktbetrieb verhalten sich die beiden Treiber des Motorbrückenausgangsverstärkers im Weckerschaltkreis wie eine Batterie, deren Polarität periodisch gewechselt wird. Zwischen beiden Treiberausgängen liegt also eine Rechteckwechselspannung mit dem Spitze-Spitze-Wert von nahezu der zweifachen Batteriespannung und der Periodendauer 2 s.

Die Impulsformung wird durch einen Kondensator vorgenommen, der in Reihe mit dem Schrittmotor im Brückenzweig des Ausgangsverstärkers liegt (Bild 3). Durch Differentiation der Rechteckwechselspannung liefert der Kondensator an den Motor Nadelimpulse wechselnder Polarität mit einer Amplitude von nahezu der zweifachen Batteriespannung und mit der Folgefrequenz von 1 Hz. Da die Impulsdauer der Impulse sehr viel kleiner als die Periodendauer der Impulsfolge ist, bestimmt der Kondensator im wesentlichen die Stromaufnahme. Somit wird mit der Größe der Kapazität die optimale Anpassung des Schrittmotors hinsichtlich des Energieverbrauchs erreicht.

Konstruktiver Aufbau

Das Gestell für das Räderwerk besteht aus glasfaserverstärktem Plast und umfaßt die Batteriekammer und alle zifferblattseitigen Lager (s. Bild 4). Die rückseitigen Lager sind als Löcher in einer Hartpapierleiterplatte ausgeführt. Die Leiterplatte ist auf drei Pfeiler des Gestells aufgesteckt und mit selbstschneidenden Schrauben befestigt, die gleichzeitig die beiden Kontaktbleche in der Batteriekammer festhalten (s. Bild 5). Die Leiterplatte trägt neben den elektronischen Bauelementen einschließlich Schrittmotor und Summer zwei Kontaktstifte, die bei Weckauslösung durch eine Kontaktfeder elektrisch miteinander verbunden werden. Das eine Ende der Feder berührt den einen Stift ständig, während das andere Ende nur bei eingerasteten Rastnasen zwischen Stunden- und Weckeinstellrad den zweiten Stift berührt.

Der Schrittmotor, der als elektromechanischer Wandler dient, hat einen diametral aufmagnetisierten Rotor und ist in einem Plastgehäuse gelagert, das zwei Wickelkammern enthält, die die Wicklung mit einem Gleichstromwiderstand von 300 Ω tragen. Zwei ferromagnetische Raststifte sichern zwei Raststellungen und legen die Drehrichtung des Rotors fest.

Der Summer arbeitet nach dem Prinzip des Fernhörers.

Bild 6: Quarzwecker bei abgenommenem Deckel

Das Weckergehäuse besteht aus gespritztem Plast. Die Analoganzeige umfaßt den Stunden-, Minuten-, Sekunden- und Weckeinstellzeiger. Der Weckeinstellzeiger wird durch ein Rändelrad an der Gehäuseunterseite bedient. Die Rückseite des Weckergehäuses wird durch einen Deckel verschlossen, der die Batteriekammer, den Stellknopf für die Zeiteinstellung und den Start-Stopp-Hebel zum sekundengenauen Einstellen der Uhrzeit zugänglich macht. Der Start-Stopp-Hebel greift mechanisch in das Sekundenrad ein (Bild 6).

Auf der Gehäuseoberseite befindet sich die Weckabstelltaste, die mit Hilfe einer Nase die Kontaktfeder von dem Kontaktstift abhebt.

Lebensdauer, Zuverlässigkeit, Service

Die Baugruppe mit den schnellsten Bewegungen ist der Schrittmotor. Da die Motorwelle jedoch in Plastlagern gelagert ist, ist der Motor wartungsfrei, seine mittlere störungsfreie Betriebsdauer wird zur Zeit auf fünf Jahre geschätzt.

Die stoßempfindlichsten Teile beim Quarzwecker sind Schrittmotor und Quarz.

Der in CMOS-Halbleitertechnologie hergestellte Weckerschaltkreis ist am Weckausgang gegenüber elektrostatischen Feldern relativ empfindlich. Insbesondere bei der Montage bzw. Demontage des Weckers müssen deshalb entsprechende Schutzmaßnahmen beachtet werden.

Der Service für den Quarzwecker im Uhrenfachgeschäft erstreckt sich auf die Reparatur und Reinigung der mechanischen Baugruppen, auf den Austausch des Schrittmotors und der kompletten Leiterplatte und auf den Abgleich des Weckers.

Die Reparatur der Leiterplatte und die Rückgewinnung des Motorrotors bei einem defekten Motor erfolgen im Herstellerwerk.

Technische Daten

Quarzfrequenz	4,194304 MHz
Impulsfolgefrequenz an der Motorwicklung	1 Hz bei wechselnder Polarität
Schrittwinkel des Motors	180°
Betriebsspannungsbereich	1,2...1,7 V
Nennbetriebsspannung	1,5 V
Batterie	LR 14
integrierte Stromaufnahme des Uhrwerks	230 μA
integrierte Stromaufnahme des Summers	3 mA
Batteriekapazitätsbedarf je Jahr bei 2 min Weckbetrieb je Tag	2,1 Ah (typisch)
mittlere Abgleichgenauigkeit bei 22 °C ± 2 K und bei 1,5 V ± 5 %	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$
Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz	$< \| 1 \cdot 10^{-6} \|$/100 mV
Betriebstemperaturbereich	0...+40 °C
minimales Drehmoment an der Sekundenwelle bei 1,2 V	50 μNm
Weckton des Summers	1 024 Hz intermittierend, 1 s Dauer, 3 s Pause

Zusatzfunktionen für Quarzwecker

Dipl.-Ing. KLAUS SCHLENZIG

Der Quarzwecker Kaliber 64-39 vom VEB Uhrenwerke Ruhla hat zwei Eigenschaften, die nicht von jedem Benutzer als optimal empfunden werden: Er weckt sofort mit voller Lautstärke, und es besteht nicht die Möglichkeit, den Weckvorgang nach dem Abschalten zu wiederholen. Beides läßt sich verändern. Die wenigen erforderlichen Bauelemente haben noch Platz zwischen Leiterplatte und Vorderwand.

Bild 1 zeigt die elektronische Schaltung des verwendeten Exemplares. Ein 4,19-MHz-Quarz schwingt am Generatorteil des Uhrenschaltkreises; er läßt sich mit dem Trimmer relativ genau abgleichen. Die Ausgabe des 1-s-Taktes auf den Schrittmotor entspricht der bereits von der Weimar-Quarz, Kaliber 45, her bekannten Art [1]. Gegenüber jener liefert jedoch ein Ausgang des Schaltkreises ständig im Abstand von jeweils drei Sekunden eine für 1 s verfügbare Tonfrequenzspannung, die beim Weckvorgang in einem Miniplasttransistor verstärkt und über eine relativ niederohmige Hörkapsel (Gleichstromwiderstand ≈ 16 Ω) abgestrahlt wird. Der Weckkreis besteht also aus der Reihenschaltung von Uhrwerkschalter und Ausschalter mit dem Tonfrequenzausgang des Schaltkreises und der Basis-Emitterstrecke des Verstärkertransistors. Die zusätzliche Schaltung wurde daher zwischen den Basis-Emitterkreis und die

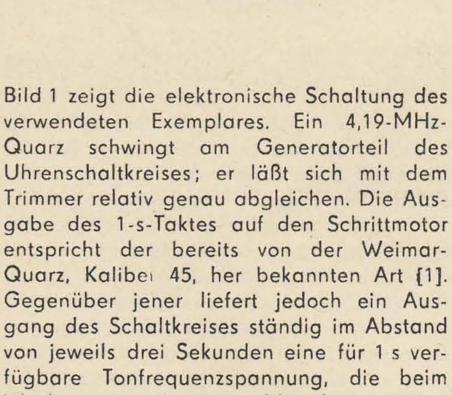


Bild 1: Schaltung der Quarzuhr

Schalter eingefügt. Aus mehreren in der Wirkung vergleichbaren Lösungen fiel die Wahl auf die im Bild 2a dargestellte. Der Zusatzaufwand besteht aus zwei zu einer Komplementärstufe verbundenen Transistoren gegensätzlicher Zonenfolge, zwei Teiler-, einem Begrenzungs- und einem Entladewiderstand sowie aus dem zeitbestimmenden Kondensator.

Wirkungsweise der Zusatzschaltung

Zunächst findet die Tonfrequenzspannung bei Einschalten des Weckkreises durch den Uhrwerkschalter den Teilerkreis R_1, R_2 vor, denn C ist über R_3 entladen. Die Basis-Emitterspannung für T_{02} liegt damit unter dem Wert, der zum Öffnen von T_{02} erforderlich ist. Die an der Basis von T_{01} mit positiver Polarität liegenden Tonfrequenzimpulse von jeweils 1 s Dauer laden den Kondensator schrittweise auf, wobei T_{01} als Verstärker- und Trennstufe fungiert. Durch Aufladen von C verändert sich die Spannungsteilung für die Basis von T_{02}. Wenn die Pulse schließlich seine Basis-Emitter-Schwellspannung überschreiten, gelangt die Pulsfolge über den Begrenzungswiderstand R_4 an den bereits in der Uhr enthaltenen Transistor T_1.

In der Kapsel wird der Weckton zunächst sehr leise, zunehmend aber lauter hörbar, bis er eine von der Aussteuerung von T_{02} und T_1 auf Grund der Begrenzung durch R_1 gegebene Lautstärke erreicht. Die sich gegenseitig bedingenden Werte von R_1 und R_2 (gewünschte Zeit, benötigte Endlautstärke) sind damit in gewissen Grenzen variabel. R_1 darf nicht so klein und R_2 gleichzeitig nicht so groß werden, daß die Impulse bereits bei kurzgeschlossenem Kondensator an T_1 gelangen. Mit der im Bild 2a angegebenen Dimensionierung wurden etwa 4 min bis zum hörbaren Ton und etwa weitere 2 min bis zur endgültigen Lautstärke erreicht. Damit ist der Wecker für eine entsprechend früher liegende erste Weckzeit (unter Berücksichtigung der Verzögerung bis zur vollen Lautstärke) einzustellen. (Häufig wird man bei dieser Uhrenkonstruktion aber leider schon vom Einrasten des Schalters geweckt.)

Auf Wunsch kann nun die Wiederholtaste für eine etwa 4 min lange „Schlummerzeit" gedrückt werden. Als Taste kann z. B. ein kleiner Mikrotaster gewählt werden, der neben der Ausschalttaste angebracht wird. In absolut ruhigen Räumen macht sich der Weckton mit zunächst zwar sehr geringer Lautstärke bereits nach etwa 1 min bemerkbar. Das ist für den angestrebten Zweck etwas wenig. Ein Mehraufwand im wesentlichen von einem Transistor und einem weiteren Kondensator (Bild 2b) verlängert diese Zeit. Bei dieser Variante sind „weichem Wecken" und „Wiederholung mit weicher Einblendung" zwei getrennte Kreise zugeordnet. T_{03} ist normalerweise gesperrt. Durch die nichtrastende Wiederholtaste lädt man nach dem ersten Ertönen des Wecksignals C_{02} auf etwa Batteriespannung auf. Damit wird T_{01} zuverlässig gesperrt, zumal in dieser Schaltungsvariante die Diode im Basiskreis eine weitere Erhöhung des zum Öffnen nötigen Potentials vom Eingang her bedeutet. (Es ist daher nicht sinnvoll, sie in den Emitterkreis von T_{01} zu legen, denn dann ergibt sich bezüglich T_{02} die Reihenschaltung von drei Dioden und damit

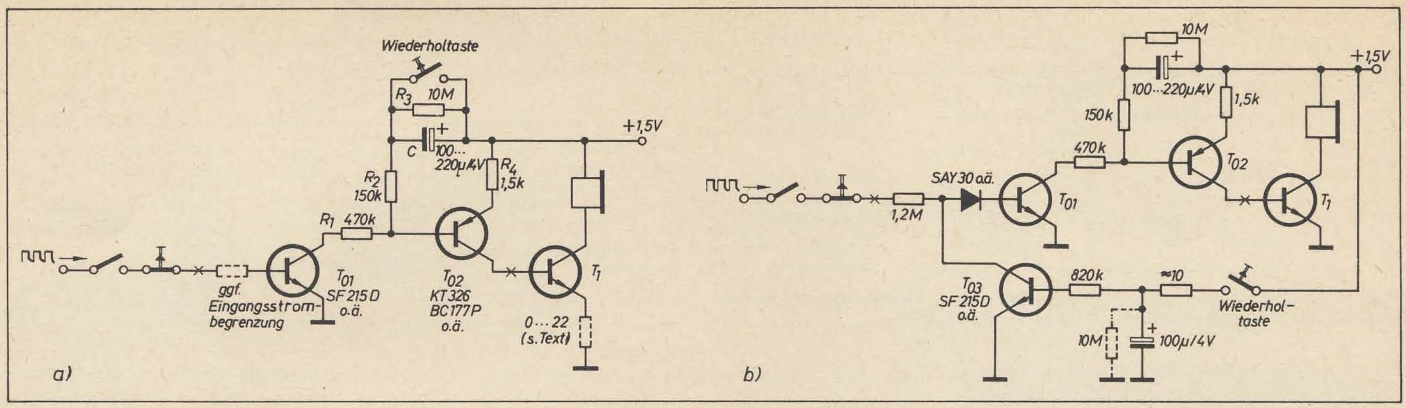


Bild 2: Zusatzschaltungen

wenig Spielraum für die durch Alterung ja noch sinkende geringe Batteriespannung von nur 1,5 V!) Der Kondensator C_{02} muß sich bei dieser Variante nach Drücken der Schlummertaste erst wieder auf eine Spannung entladen, die unter der Schwellspannung von T_{03} liegt, bevor das Signal T_{01} passieren kann. Bereits mit den angegebenen 100 µF erreicht man wenigstens 5 min Schlummerzeit. Der im Emitterkreis von T_1 im Bild 2a angedeutete Widerstand stellt übrigens für beide Schaltungsvarianten eine Möglichkeit dar, den Weckstrombedarf zu senken. Er sollte der jeweiligen Schlaftiefe angepaßt werden.

Der Zusatz-Ruhestrombedarf beider Schaltungsvarianten liegt bei 1 mA, ist also zunächst zu vernachlässigen, denn dieser Strom fließt nur während der Weckzeit. Man bedenke aber, daß auch bereits bei noch kaum hörbarem Ton ein Strom zu fließen beginnt, der bei den Musterdaten (und auch abhängig von den Stromverstärkungswerten der Transistoren) schließlich zu etwa 10 mA wird, wenn der Weckton seine größte Lautstärke erreicht. Allerdings nimmt der Wecker ohne Zusatzschaltung fast doppelt so viel auf, weil dann die Strombegrenzung des Basisstroms durch die Zusatzschaltung wegfällt. Man hat also (vor allem durch die Größe von R_1) noch eine gewisse Freiheit in der Wahl der Stromaufnahme je nach gewünschter Endlautstärke.

Die geringfügigen Kosten der Zusatzschaltung (weniger als 5 % des Weckerpreises), verglichen mit der beträchtlichen Erhöhung des Gebrauchswertes, rechtfertigen die mit dem Einbau verbundene Arbeit vollauf. Einzige Leiterplattenänderung ist das Auftrennen der Basisleitung von T_1.

Bei der Variante mit getrenntem Wiederholkreis ist der Füllgrad des verfügbaren Einbauvolumens bereits recht hoch. Das kann zu einer Verringerung der Schwingfrequenz durch erhöhte Kapazität im Quarzkreis führen. Sollte also nach diesem Einbau festgestellt werden, daß die Uhr nachgeht, ist eine Korrektur am Trimmkondensator erforderlich, die am schnellsten und genauesten mit Kontrolle durch einen digitalen Frequenzmesser vorgenommen wird. Selbstverständlich verlöscht bei allen beschriebenen Eingriffen der Garantieanspruch für die Uhr. Für den Umbau ist also entsprechende Sachkenntnis Voraussetzung. Gleichzeitig muß darauf hingewiesen werden, daß sich u. U. eine Modifizierung der Schaltung durch andere Außenbeschaltung des eingesetzten Uhrenschaltkreises erforderlich macht.

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Erweiterter Einsatz von Quarzuhren. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 55–57

Digitale Messung von prozentualen Abweichungen

HS-Ing. WOLFGANG SCHRÖDER
und Dipl.-Ing. UWE KRAMER

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente Dorfhain

Für viele Meßaufgaben erweist es sich als günstig, nicht den Absolutwert einer Meßgröße zu bestimmen, sondern die prozentuale Abweichung zu einem vorgegebenen Sollwert. Ein Gerät zum digitalen Messen der prozentualen Abweichung von Widerständen mit digital programmierbarem Sollwert wurde im VEB Elektronische Bauelemente Dorfhain entwickelt und gebaut. Die vollständigen Schaltungsunterlagen stehen für die Nachnutzung zur Verfügung.

Zur Messung der prozentualen Abweichung sind mehrere Meßverfahren bekannt. In [1] wurde ein digitales Meßgerät für relative Abweichungen beschrieben. Der Sollwert ist hierbei in Form einer analogen Spannung anzulegen. Eine Programmierung des Sollwertes in digitaler Form erweist sich als vorteilhaft; bei solchen Meßverfahren ist allerdings ein D-A-Wandler notwendig.

Eine andere Möglichkeit, die prozentuale Abweichung digital zu bestimmen, besteht darin, zunächst den Absolutwert digital zu messen und in einer anschließenden digitalen Recheneinheit die prozentuale Abweichung zu dem digital vorliegenden Sollwert zu ermitteln. Eine derartige Recheneinheit ist aber recht aufwendig, wenn keine speziellen Rechnerschaltkreise zur Verfügung stehen.

Eine weitere Variante, die prozentuale Abweichung zu ermitteln, wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

Meßverfahren

Das beschriebene Meßverfahren stellt eine Weiterentwicklung des bekannten Doppelintegrationsverfahrens [2] dar. Während eines ersten Zeitintervalls (Aufintegration) wird die Meßspannung integriert. Die Integrationszeit beträgt zweckmäßigerweise 20 ms oder ein Vielfaches davon und wird durch Zählen von Impulsen einer konstanten Frequenz gebildet. Nach der Integration der Meßspannung wird eine Referenzspannung integriert (Abintegration). Während dieser Zeit werden Impulse gezählt, die durch Frequenzteilung entstanden sind. Der digitale Sollwert entspricht dabei dem Teilungsverhältnis.

Zunächst wird der Zähler auf einen −100 % entsprechenden Wert eingestellt und beginnt rückwärts zu zählen. Bei Erreichen von einer 0 % analogen Größe werden die Zählrichtung und das Vorzeichen umgekehrt. Hat der Wert am Integrator den erreicht, der vor der Aufintegration anlag, wird der Zähler gestoppt, und das jetzt im Zähler stehende Ergebnis stimmt mit der prozentualen Abweichung überein.

Es ist möglich, gleichzeitig während der Abintegration in einem zweiten Zähler Impulse einer konstanten Frequenz (wie bei Aufintegration) zu zählen und somit neben der prozentualen Abweichung den Absolutwert zu bestimmen.

Anwendung des Meßverfahrens

Im Bild 1 ist das Prinzipschaltbild eines Digitalohmmeters dargestellt, in dem das vorgestellte Meßverfahren angewendet wird. Bild 2 zeigt die Ansicht des fertigen Gerätes, das in einem Plattengehäuse 240 mm

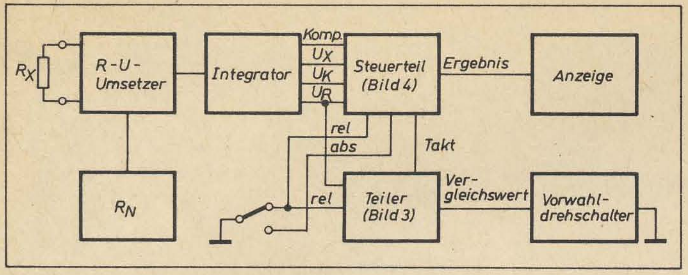


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Digitalohmmeters zur Bestimmung der prozentualen Abweichung zu einem einstellbaren Vergleichswert

Tafel: Grundzustände des Steuerteils

Zustand des Integrators		Zustand der Flip-Flops IS_{18}	IS_{17}	Zustand des Zählers
Aufintegrieren	U_x	H	L	Zählen (vorwärts)
Abintegrieren	U_R	H	H	Zählen (rückwärts, vorwärts)
schwimmender Nullpunkt	U_K	L	H	Übernahme des Zählerstandes in den Zwischenspeicher
	U_K	L	L	Rücksetzen des Zählers und der Flip-Flops; Wartestellung für nächsten Start

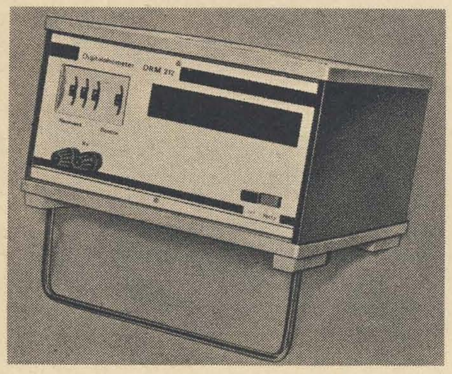


Bild 2: Ansicht des Digitalohmmeters DRM 212

mal 120 mm × 240 mm untergebracht ist. Links erkennt man den Vorwahldrehschalter zur Einstellung der dreistelligen Zahlenfolge des Sollwertes und des Multiplikationsfaktors (Bereich), und rechts daneben befinden sich die Anzeigeröhren zur Ergebnisdarstellung. Rechts unten sind der Umschalter absolut/relativ und der Netzschalter, links unten die Meßklemmen zum Anschluß des Prüflings angeordnet.
Im folgenden werden die Baugruppen Teiler und Steuerteil etwas näher betrachtet. Diese Baugruppen stellen die wesentliche schaltungsmäßige Realisierung des vorgestellten Meßverfahrens dar. Die anderen Baugruppen enthalten übliche Schaltungen, auf deren Beschreibung aus diesem Grunde verzichtet werden soll.

Teiler

Im Teiler werden die Zählimpulse erzeugt (s. Bild 3). Der Auflösung des Ergebnisses sind bestimmte Grenzen gesetzt. Diese hängen von der Mutterfrequenz des Teilers, der Auflösung (Stellenzahl) des Sollwertes und der maximal zur Verfügung stehenden Meßzeit (hier Abintegrationszeit) ab. Um eine hohe Auflösung zu erhalten, sollte die Mutterfrequenz des Teilers möglichst hoch gewählt werden. Demgegenüber kann der nachfolgende Teiler mit den zur Verfügung stehenden TTL-Schaltkreisen nur eine bestimmte maximale Frequenz verarbeiten. Es zeigte sich, daß der Teiler und die folgende Schaltung bei einer Mutterfrequenz von 10 MHz noch sicher arbeiten. Bei einem dreistellig einstellbaren Sollwert und einer Auflösung des Ergebnisses von 0,1 % (Wertebereich von −100,0 % bis +99,9 %) ergibt sich beim größten eingestellten Sollwert eine maximale Abintegrationszeit von 200 ms. Die Aufintegrationszeit, die darauf keinen Einfluß hat, wurde auf 100 ms festgelegt.
Die Mutterfrequenz von 10 MHz wird in einem Quarzgenerator erzeugt. Ein mit dem D 192 aufgebauter einfacher Modul-N-Teiler, bei dem der letzte Übertragsausgang mit den Ladeeingängen verbunden wird, verursacht eine zu große Verzögerungszeit und arbeitet bei 10 MHz nicht mehr sicher. Ausgehend von einem programmierbaren Frequenzteiler aus [3] wurde eine Schaltung mit Bauelementen aus der DDR-Produktion entwickelt, die kritische Verzögerungszeiten weitestgehend eliminiert.
Die Zähler arbeiten in Rückwärtszählrichtung. Der Übertrag wird nicht über den Übertragsausgang des letzten Zählerbausteins, sondern durch logische Verknüpfung der Datenausgänge gebildet. Erreicht der Zähler die Stellung 002, so entsteht am Dateneingang der $IS_{9.1}$ ein L-Signal. Der nächste Taktimpuls bringt die Zählerstellung 001, gleichzeitig wird das L-Signal am Dateneingang des Flip-Flops auf dessen Ausgang übernommen. Beim nächsten Taktimpuls bleibt der Zähleingang über $IS_{10.2}$ gesperrt, aber IS_2, IS_3, IS_4 erhalten über $IS_{10.3}$ einen Ladebefehl, nach dem der an den Vorwahldrehschaltern eingestellte und an den Dateneingängen der Zähler anliegende Wert

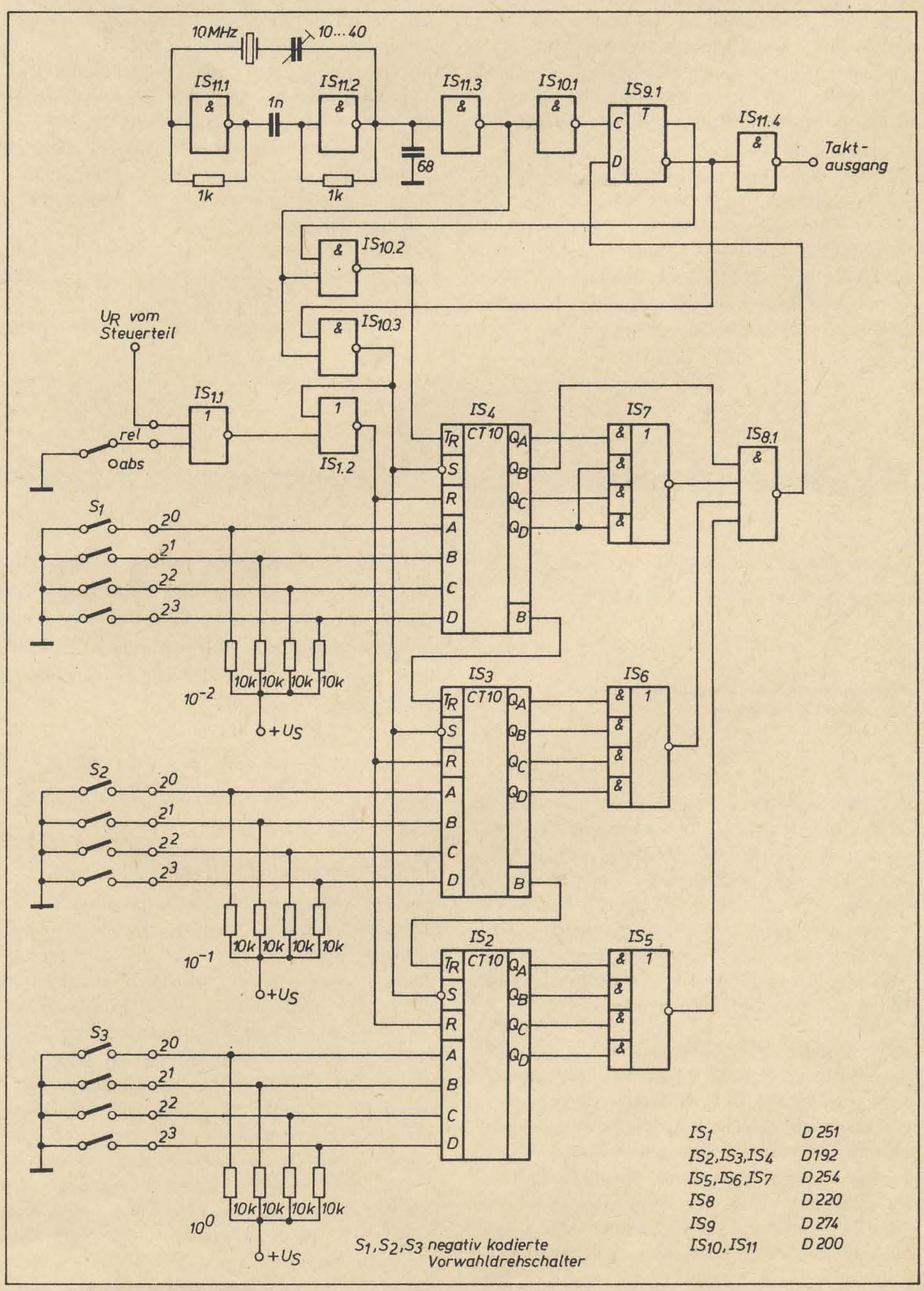


Bild 3: Schaltung des programmierbaren Frequenzteilers

in diese übernommen wird. Da unterdessen der Dateneingang des Flip-Flops $IS_{9.1}$ wieder H-Signal führt, wird bei dem gleichen Taktimpuls dieses H-Signal auf den Ausgang übernommen; der Zählereingang ist jetzt wieder über $IS_{10.2}$ geöffnet. Nun kann der Zähler wieder von dem eingegebenen Wert an rückwärts weiter zählen. Am Ausgang stehen Impulse von 50 ns zur Verfügung, deren Folgefrequenz sich aus der Quarzfrequenz, geteilt durch den an den Vorwahldrehschaltern eingestellten Wert, ergibt. Wenn einer der beiden Eingänge der $IS_{1.1}$ ein H-Signal führt, so entsteht gleichzeitig zum Ladeimpuls ein Rücksetzimpuls an den Zählern, der Priorität besitzt. Es ergibt sich somit ein Teilungsverhältnis von 1 000; am Ausgang stehen Impulse mit einer Folgefrequenz von 10 kHz zur Verfügung, die während der Aufintegration bzw. bei Absolutwertmessung benötigt werden.

Steuerteil

Der Steuerteil enthält die Schaltkreise zur Organisation des Meßablaufes, den Vor-/Rückwärtszähler und die D-Flip-Flops zur Zwischenspeicherung des Meßergebnisses (Bild 4).

Mit den zwei Flip-Flops IS_{17} und IS_{18} werden die vier Grundzustände des Steuerteils bestimmt (siehe Tafel). Im folgenden soll die Wirkungsweise des Steuerteils bei der Betriebsart rel, also der Messung der prozentualen Abweichung, beschrieben werden.

Nach erfolgtem Startsignal beginnt der Zähler von Null an vorwärts zu zählen. Die Zählimpulse haben eine Folgefrequenz von 10 kHz. Gleichzeitig wird im Integrator die Meßspannung integriert (U_x). Hat der Zähler den Zustand 998 erreicht, so liegen alle J-Eingänge der IS_{17} auf H-Potential. Beim nächsten Taktimpuls schaltet IS_{17} um. Der Integrator erhält nun den Befehl zur Integration einer Referenzspannung. Auf den Zähler gelangt jetzt aber eine Impulsfolge,

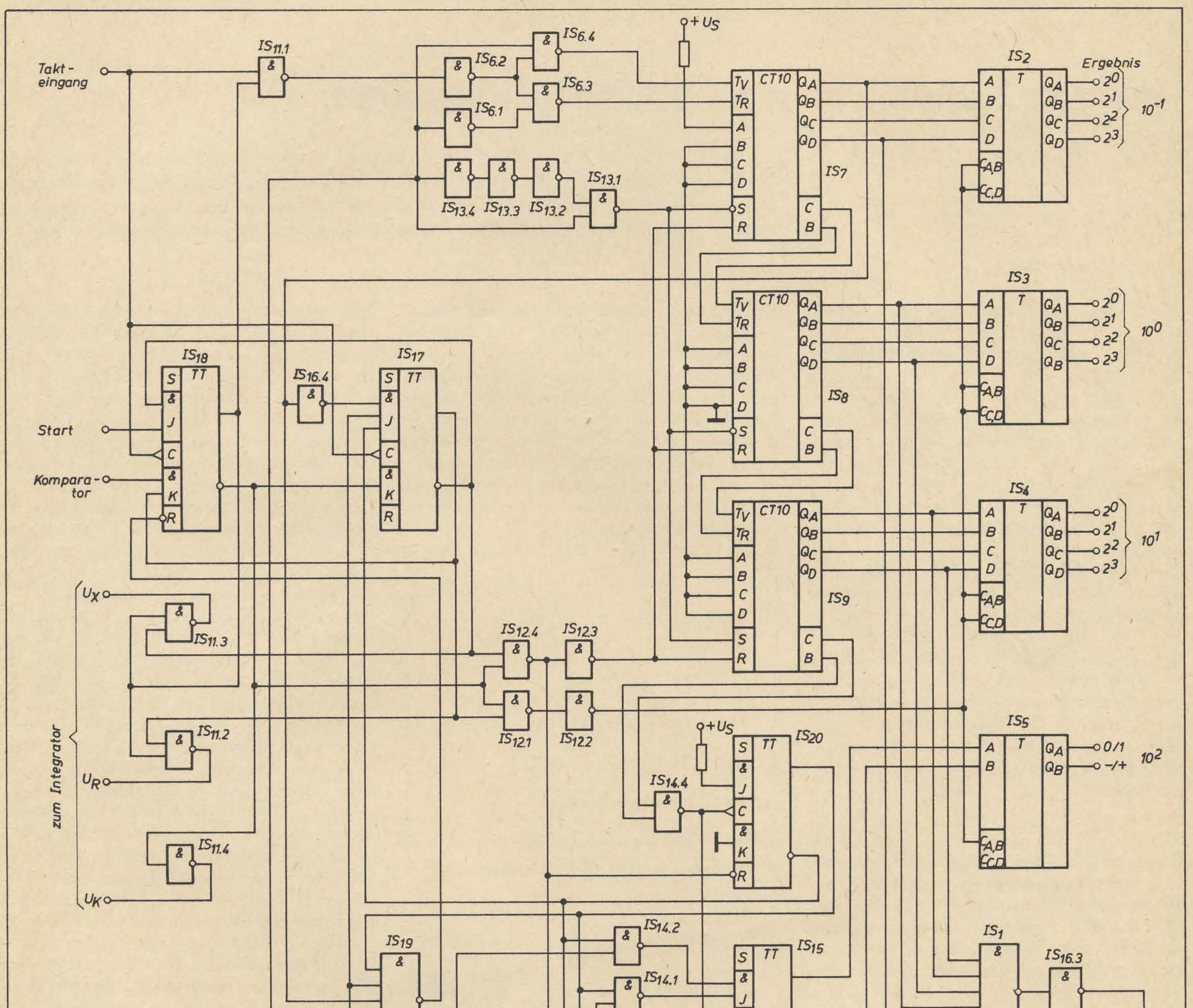


Bild 4: Schaltung des Steuerteils

deren Frequenz vom voreingestellten Sollwert bestimmt wird. Beim nächsten Taktimpuls entsteht am Ausgang der IS_9 ein Übertragssignal, worauf IS_{10}, IS_{15}, IS_{20} umschalten. An den Zwischenspeichereingängen liegt die Information —1 000 (entspricht —100,0 %) an. Da mit IS_{10} gleichzeitig die Zählrichtung verändert wird, zählt der Zähler nun rückwärts. Über den Rückwärtszählausgang der IS_9 wird abermals ein Übertragssignal gebildet, worauf IS_{15} wieder zurückschaltet; es liegt die Information —999 (entspricht —99,9 %) an. Ist der Wert —000 erreicht, entsteht am Ausgang der IS_9 erneut ein Übertragssignal, worauf IS_{10} zurückschaltet.

Durch die L/H-Flanke am Q-Ausgang der IS_{10} werden die Zähler IS_7, IS_8, IS_9 auf 001 geladen. Der Zähler zählt nun vorwärts. Wenn der Integrator den Ausgangswert Null wieder erreicht hat, so erhält der K-Eingang der IS_{18} ein H-Signal, womit beim nächsten Taktimpuls dieses Flip-Flop umschaltet. Der Integrator erhält nun einen Befehl, seine Ausgangsspannung auf Null zu halten (U_K). Gleichzeitig gelangt auf die Zwischenspeicher IS_2, IS_3, IS_4 eine Taktperiode lang ein Signal zur Übernahme der Information aus den IS_7, IS_8, IS_9. Danach erfolgt die Rücksetzung der Zähler IS_7, IS_8, IS_9 und der Flip-Flops IS_{10}, IS_{15} und IS_{20}. Ist die Meßspannung zu groß, wird der Ablauf beim Stand von +999 gestoppt, was gleichzeitig eine Überlauferkennung darstellt. Das RC-Glied zwischen IS_{10} und IS_{19} verhindert ein vorzeitiges Rücksetzen der IS_{18}, das durch Gatterverzögerungszeiten entstehen kann.

Literatur

[1] Digitales Meßgerät für relative Abweichungen. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 18, S. 606

[2] Kramer, U.; Schröder, W.: Verfahren und Anordnung zur digitalen Spannungsmessung durch Frequenzteilung. WP G 01 r 203 752, 1978

[3] Das TTL-Kochbuch, 3. Auflage. Freising: Texas Instruments 1975

Analoge Signalübertragung mit Optokopplern

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Um analoge Signale mit Optokopplern übertragen zu können, sind zur sende- und empfangsseitigen Verstärkung der Informationen zusätzliche Sender- und Empfängerschaltungen notwendig. Der Autor beschreibt in diesem Beitrag entsprechende Schaltungsvorschläge und eine bereits erprobte Modulatorschaltung mit ihren erreichten Kennwerten.

Die Lichtemission einer Lumineszenzdiode kann nicht nur im Schalterbetrieb, sondern auch im Analogbetrieb beeinflußt werden. Grundsätzlich sind alle bekannten Impuls- und Wechselspannungsmodulationsverfahren anwendbar. Bei der analogen Wechselspannungsmodulation kommt es zusätzlich darauf an, eine bestimmte Übertragungsfunktion bei geringster Signalverzerrung einzuhalten. Bekannte Anwendungsbeispiele sind Meßverstärker und NF-Übertragungsanordnungen, die zur galvanischen Trennung mit Optokopplern ausgestattet sind. Reicht für NF-Zwecke jede beliebige Lumineszenzdiode als Lichtsender aus, so sind für höhere Modulationsfrequenzen spezielle Infrarot-LEDs erforderlich. Spektral dazu passende Lichtempfänger mit sehr hoher Grenzfrequenz stehen dafür ebenfalls zur Verfügung. Da Optokoppler nicht verstärken, sind auf der Sende- und Empfangsseite zusätzliche Verstärkerschaltungen notwendig.

Senderschaltung

Die Senderschaltung hat die Aufgabe, die LED entsprechend der anliegenden Wechselspannung in der Helligkeit zu modulieren. Die von einer LED erzeugte Lichtleistung ist eine Funktion der Quantenausbeute, des Diodenflußstromes und der Umgebungstemperatur. Rote GaAsP-LEDs, gelbe und grüne GaP-LEDs und IR-strahlende GaAs-LEDs haben in erster Näherung eine lineare Abhängigkeit der Lichtleistung vom Diodenflußstrom. Bei kleinem Flußstrom und tiefer Temperatur wird die Linearität besser. Mit steigender Temperatur nehmen die Quantenausbeute und die Lichtleistung ab. Die steile Durchlaßkennlinie einer LED weist darauf hin, daß sie nur über ein strombegrenzendes Bauelement an eine Versorgungsspannung angeschlossen werden kann. Außerdem ist der Krümmung der Durchlaßkennlinie zu entnehmen, daß eine verzerrungsarme Wechselspannungsaussteuerung nur im Kleinsignalbereich möglich ist.

Das Prinzipschaltbild einer passiven Modulationsschaltung zeigt Bild 1. Hier wird der strombegrenzende Widerstand R_V zur Einstellung des Arbeitspunktes A_0 herangezogen, der in einen Kennlinienabschnitt gelegt werden muß, in dem die symmetrische Aussteuerung um A_0 mit geringsten Verzerrungen möglich ist. Bild 2 verdeutlicht noch einmal die Festlegung des Arbeitspunktes A_0 mit den maximal möglichen Aussteuerungsgrenzen A_1 und A_2.

Bei der Schaltung im Bild 1 wird die Modu-

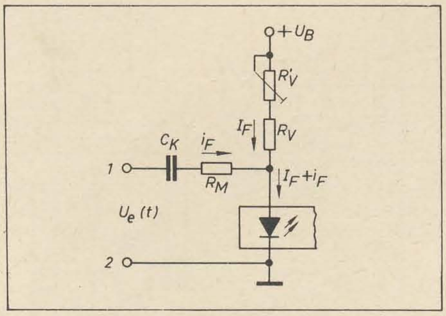


Bild 1: Prinzipschaltbild einer Modulationsschaltung

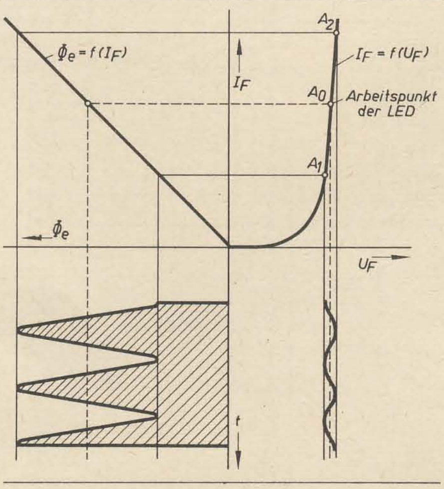


Bild 2: Festlegung des Arbeitspunktes für verzerrungsarme Modulation von Lumineszenzdioden

lationsspannung $u_e(t)$ gleichspannungsfrei über einen Widerstand R_M auf die LED gegeben. Bei einem hochohmigen Widerstand R_M wird der eingeprägte Modulationsstrom i_F dem Diodenflußstrom I_F überlagert. Anderenfalls erfolgt eine Spannungsüberlagerung. Wie die Untersuchungen gezeigt haben, läßt die LED-Kennlinie als maximalen Spannungshub über der Diode nur 1...10 % (je nach Klirrfaktor) der im Arbeitspunkt A_0 eingestellten Spannung zu. Zur Optimierung des Klirrfaktors besteht der strombegrenzende Widerstand R_V aus einem Festwiderstand und einem Einstellregler R_V'.

Aktive Modulationsschaltungen zeigen die Bilder 3 und 4. Sie unterscheiden sich nur durch die Art der Ansteuerung der LED im Kollektor- bzw. Emitterkreis. Diese Schaltungen sind prinzipiell aus der Verstärkertechnik bekannt. Der Arbeitspunkt der LED wird über den veränderlichen Kollektor- bzw. Emitterstrom gewählt. Für die dazu notwendige Dimensionierung des Basisspannungsteilers R_1, R_2 können die Berechnungsgrundlagen aus der Transistorverstärkertechnik genutzt werden. Zur Feinjustage wurde ein Widerstand teilweise als Einstellregler ausgebildet. Wurde bei der Schaltung im Bild 1 der Eingangswiderstand durch R_M bestimmt, so ergibt sich dieser bei den beiden aktiven Modulatoren aus der Parallelschaltung der beiden Spannungsteilerwiderstände (Voraussetzung: hohe Stromverstärkung der Transistoren). Höhere Eingangswiderstände können durch die bekannten Schaltungsmaßnahmen, wie z. B. Bootstrap-Schaltung, realisiert werden. Zu jeder Senderschaltung muß auch eine spezifische Empfängerschaltung entworfen werden.

Empfängerschaltung

Die Übertragungsbandbreite bekannter Optokoppler wird ausschließlich durch die Reaktionszeit des Sensors bestimmt. Deshalb muß der Entwicklung einer leistungsfähigen Empfängerschaltung besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden.

Die Schaltzeit eines Fototransistors wird

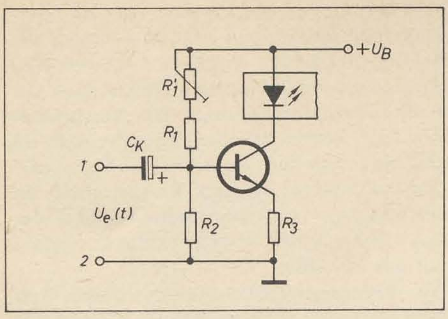


Bild 3: Transistormodulationsschaltung (LED im Kollektorkreis)

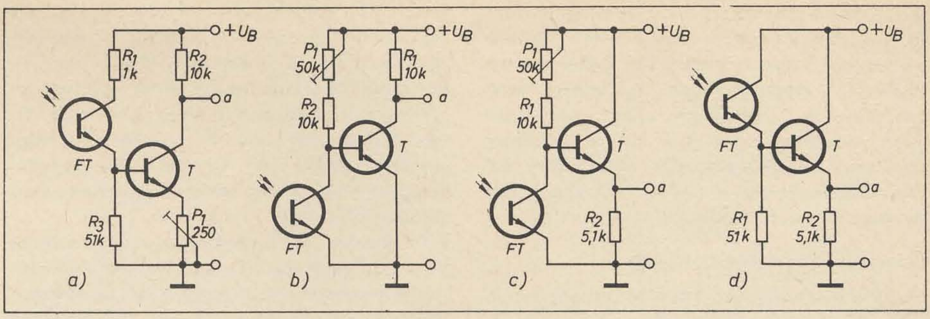


Bild 6: Zweistufige Empfängerschaltungen

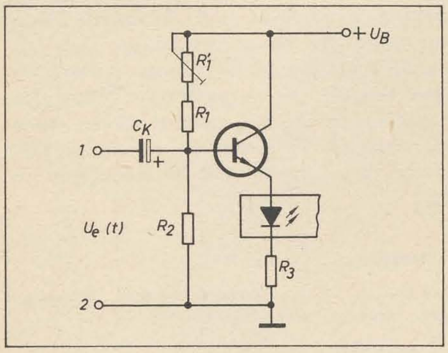


Bild 4: Transistormodulationsschaltung (LED im Emitterkreis)

durch die Ladungsspeicherung in der Basiszone und durch die Zeitkonstante im Ausgangskreis bestimmt. Beide Parameter sind für die Verbesserung der Empfindlichkeit aber von grundsätzlicher Bedeutung. Die Vergrößerung des Basis-Kollektorüberganges gestaltet den Fototransistor zwar empfindlicher, aber die dadurch ebenfalls heraufgesetzte Basis-Kollektorkapazität vergrößert die Speicherzeit und verringert die Grenzfrequenz. So beträgt die Zeitkonstante eines Fototransistors mit einem Lastwiderstand $R_L = 500\,\Omega$, einer typischen Stromverstärkung $\beta = 100$ und einer Basis-Kollektorkapazität $C_{ob} = 25$ pF immerhin $\tau = 1{,}25\,\mu$s. Die gesamte Schaltzeit muß dabei mit mindestens dem fünffachen Wert von τ angesetzt werden, also $6{,}25\,\mu$s. Dieser Wert entspricht einer Bandbreite von maximal 160 kHz. Deshalb ist es praktisch mit herkömmlichen Optokopplern nicht möglich, die Bandbreite auf über 500 kHz mit einem Lastwiderstand $R_L = 1\,k\Omega$ zu steigern.

Bei Fototransistoren mit Basisanschluß tritt eine Verbesserung der Grenzfrequenz ein, wenn der Basisanschluß mit einem Widerstand zum Ableiten der Basisladung versehen wird. Dadurch wird seine Ausschaltzeit gesenkt, der Fototransistor wird aber insgesamt auch unempfindlicher, und das Stromübersetzungsverhältnis verschlechtert sich. Der Grenzfall besteht darin, daß Basis und Emitter kurzgeschlossen sind, wodurch der Fototransistor zu einer Fotodiode entartet. In diesem Fall tritt die maximal mögliche Schaltgeschwindigkeit bei verringerter Empfindlichkeit des Sensors auf.

Bei Fototransistoren, die keinen herausgeführten Basisanschluß haben, sind eine Reihe von schaltungstechnischen Maßnahmen zur Erhöhung der Grenzfrequenz bekannt geworden, auf die kurz eingegangen werden soll. Die einfachsten Empfänger sind mit dem Fototransistor in Kollektor- und Emitterschaltung aufbaubar, wie es im Bild 5 gezeigt ist. Um die Zeitkonstante des Ausgangskreises niedrig zu halten, sollten die Arbeitswiderstände niederohmig ausgelegt werden. Der untere Wert wird durch den vom Fototransistor zugelassenen Kollektorstrom bestimmt. Mit einer hohen Betriebsspannung wird damit auch gleichzeitig den Bauelementeschwankungen entgegengewirkt.

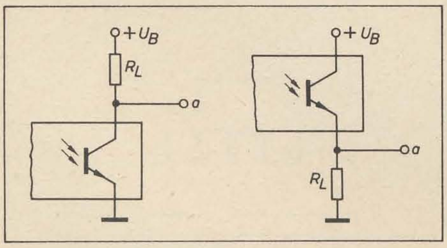


Bild 5: Einfache Empfängerschaltungen, Fototransistor in Emitter- und Kollektorschaltung

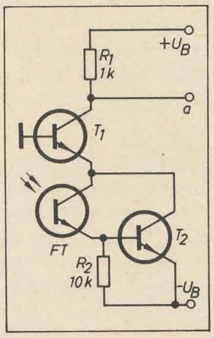


Bild 7: Kaskadenschaltung eines Foto- und Verstärkertransistors zur Verbesserung des Frequenzganges

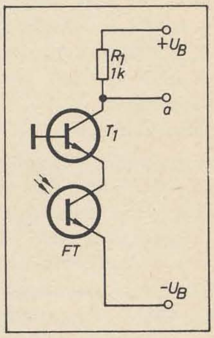


Bild 8: Verbesserung des Frequenzganges durch einen Fototransistor in Darlingtonschaltung

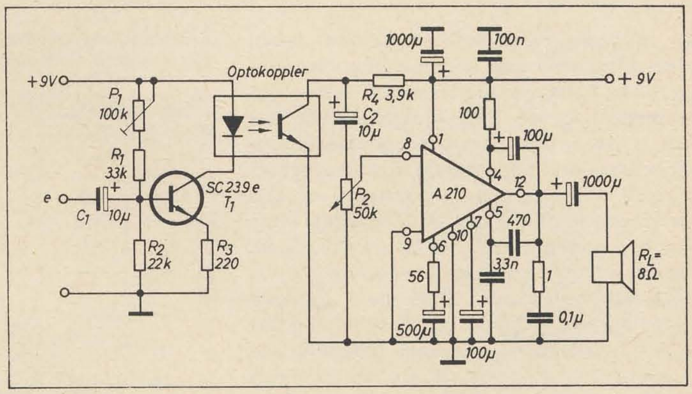


Bild 9: Stromlaufplan der erprobten Modulatorschaltung

Für erste Untersuchungen an NF-Übertragungsanordnungen reichen diese Empfängerschaltungen völlig aus. Zur Strom- bzw. Spannungsverstärkung können dem Fototransistor weitere Transistoren nachgeschaltet werden. Bild 6 zeigt dazu je zwei Schaltungsbeispiele mit Strom- und Spannungssteuerung. Diese Schaltungen enthalten keine besonderen Maßnahmen zur Erhöhung der Grenzfrequenz. Die Bilder 7 und 8 stellen spezielle Beispiele zur Grenzfrequenzerhöhung dar. Im Bild 7 ist der Fototransistor mit einem npn-Transistor zu einer Kaskade zusammengeschaltet. Der zusätzliche Transistor in Basisschaltung ist der Arbeitswiderstand des Fototransistors. Für den zusätzlichen Transistor T_1 sollte ein Typ mit geringer Basis-Kollektorkapazität ausgewählt werden. In dieser Schaltung ist der Fototransistor als Stromquelle geschaltet, deren Arbeitswiderstand T_1 in Basisschaltung ist. Über die Wahl des Stromes durch beide Transistoren sind die Ein- und Ausschaltzeit optimal zu gestalten. Die Einschaltzeit verringert sich mit der Erhöhung des Querstromes, während die Ausschaltzeit größer wird. Im Kleinsignalbetrieb erhöht sich die Grenzfrequenz. Da der Eingangswiderstand der Basisschaltung sehr niederohmig ist (unter 100 Ω), wird die Grenzfrequenz entsprechend der Gleichung

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_A C}$$

dem Verhältnis der Arbeitswiderstände mit und ohne Maßnahme zur Grenzfrequenzerhöhung 10:1 heraufgesetzt. Auf Grund der geringeren Spannungsverstärkung bleibt

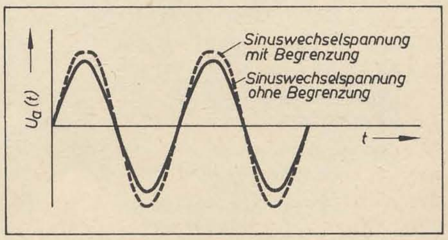


Bild 10: Begrenzung der Ausgangsspannung durch unsymmetrische Aussteuerung der LED

auch der dynamische Anteil der Basis-Kollektorkapazität klein. Eine weitere Verbesserung ist möglich, indem der Ladekreis dynamisch niederohmiger gestaltet wird. Dazu wurde im Bild 8 ein zweiter npn-Transistor eingefügt, der zum schnellen Umladen der Blindkapazitäten vorgesehen ist. Der Basiswiderstand von 10 kΩ dient der Ableitung der Basisladung von T_2.

Erprobte Modulatorschaltung

Im Bild 9 ist die erprobte Modulatorschaltung (Sender und Empfänger) wiedergegeben. Da nur analoge Signale im NF-Bereich übertragen werden sollten, wurde zur Kontrolle ein Abhörverstärker mit der IS A 210 K in Standardbeschaltung vorgesehen. Es wurden mehrere Modulatorschaltungen mit den unterschiedlichsten Optokopplern (MB 101, Eigenbau aus VQA 11, VQA 12 und KP 101) untersucht.

Die Senderschaltung entspricht dem Beispiel im Bild 3, für die Empfängerschaltung wurde die Emitterschaltung eines Fototransistors ausgewählt. Mit dem 100-kΩ-Einstellregler wurde für jeden Optokoppler der Übertragungsbereich mit dem geringsten Klirrfaktor eingestellt. Außerdem kann damit eine symmetrische Aussteuerung um den Arbeitspunkt A_0 eingestellt werden. Bild 10 zeigt dazu eine unsymmetrisch einsetzende Begrenzung an einer Sinuswechselspannung, die durch Verringern des Widerstandswertes von P_1 wieder beseitigt werden konnte. Die symmetrische Begrenzung lag bei einem höheren Wert der Eingangsspannung.

Mit diesen Versuchsanordnungen konnte nachgewiesen werden, daß bereits sehr einfache Modulatorschaltungen mit Optokopplern für die Übertragung von NF-Signalen geeignet sind. Beim Einsatz des Optokopplers MB 101 wurden folgende Kennwerte der Schaltung im Bild 9 (ohne Abhörverstärker) gemessen:

Frequenzbereich	f = 0...19 kHz (ohne Abfall)
	f = 0...35 kHz (3 dB Abfall)
Klirrfaktor	k < 0,3 %
Spannungsverstärkung	V = −12,6 dB
Eingangsspannung, bei der die Begrenzung einsetzte	$U_{e\,eff}$ = 0,45 V
maximale Ausgangsspannung	$U_{a\,eff}$ = 0,10 V

Eine weitere Qualitätsgröße bei NF-Übertragungsanordnungen ist das Rauschen. Beim Optokoppler tragen im wesentlichen die beiden Halbleiterbauelemente zum Gesamtrauschen bei. Je nach dem Vorstrom an der LED überwiegt der Rauschanteil der LED oder der des Fotosensors. Bei niedrigem LED-Strom ist der Rauschanteil der LED gering; mit zunehmendem LED-Vorstrom (über 1 mA) überwiegt der Rauschanteil aus der LED.

Für Übertragungsanordnungen hoher Qualität ist beim herkömmlichen Optokoppler von Nachteil, daß die Bauelementeparameter, die für den analogen Betrieb benötigt werden, sehr instabil sind. Für professionelle Anwendungen muß der Bauelementehersteller die Langzeitstabilität noch wesentlich verbessern. Für Amateuranwendungen reichen die vorgestellten Modulatorschaltungen in den meisten Fällen schon aus. Auf alle Fälle eröffnen sie ein lohnenswertes Experimentierfeld für den Elektroniker.

Literatur

Kriwonosow, A. I.: Optoelektronische Einrichtungen. Moskau: Verlag Energija 1978

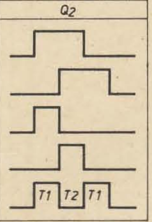
Programmierbarer Einzelimpulsgenerator

In zeitgesteuerten Geräten werden neben dem Maschinentakt auch sogenannte Sondertakte benötigt, die in einem festen Zusammenhang mit dem Maschinentakt stehen müssen. Bekannte Lösungen sehen zur Ableitung der Sondertakte Ausblendschaltungen und Verzögerungsbaustufen vor. Die Schaltung im Bild 1 aus der Zeitschrift Electronic Engineering 50 (1978) H. 615, S. 30, ist aus logischen Gattern ohne Sonderbauelemente aufgebaut. Nach dem Anlegen eines Startimpulses an den Setzeingang des ersten Flip-Flops wird je nach Belegung der Programmeingänge A, B ein Einzelimpuls bestimmter Dauer am Ausgang a taktsynchron abgegeben. Den Zusammenhang zwischen Impulsdauer am Ausgang und Belegung der Programmeingänge zeigt die Tafel. Die Impulsdauer ist wählbar zwischen der Einschaltzeit des Taktes T1, der Ausschaltzeit des Taktes T2 und der Periodendauer T1 + T2. Außerdem kann noch bei konstanter Impulsdauer die Phasenverschiebung zum Maschinentakt variiert werden.

Für die Funktionserläuterung wird die Anfangsbelegung A = B = L angenommen. Der abgegebene Impuls ist eine Periodendauer lang und reicht von der ersten Anstiegsflanke des Maschinentaktes bis zur nächsten. Der asynchrone Startimpuls zum Zeitpunkt t_0 am Setzeingang erzwingt am Ausgang des ersten Flip-Flops ein H-Potential. Das zweite Flip-Flop ist dadurch so weit vorbereitet, daß es mit der nächsten H-L-Flanke am Takteingang nach t_0 ebenfalls am Ausgang Q_2 auf H-Potential umgestellt wird. Die darauffolgende H-L-Flanke am Takteingang des Flip-Flops 2 setzt den Ausgang Q_2 wieder auf L-Potential. Die H-L-Flanke des Ausgangs Q_2 setzt gleichzeitig das erste Flip-Flop am Ausgang Q_1 auf L-Potential. Dadurch ist das zweite Flip-Flop für weitere Triggervorgänge gesperrt. Der abgegebene Einzelimpuls beginnt und endet mit der ersten bzw. zweiten L-H-Flanke des Taktes.

Zusammenhang zwischen Impulsform am Ausgang und Belegung der Programmeingänge

Programm-Eingänge A	Programm-Eingänge B	Ausgang Q_2
L	L	
L	H	
H	L	
H	H	
Taktimpulsfolge		



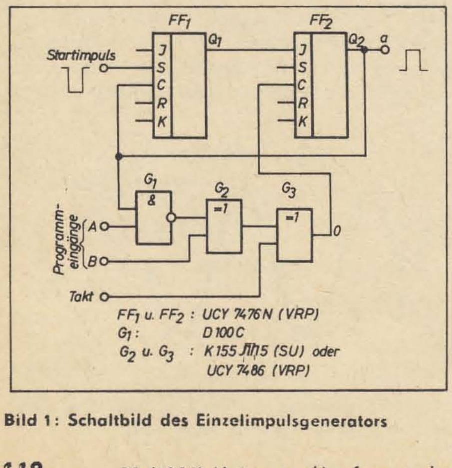


Bild 1: Schaltbild des Einzelimpulsgenerators

Die Auswirkungen anderer Belegungen an den Programmeingängen auf den Ausgangsimpuls können Bild 2 entnommen werden. Für eine sichere Schaltfunktion ist die Dauer des Startimpulses kleiner zu wählen als die gewünschte Impulsdauer am Ausgang.

Durch die Verwendung von MSI-Schaltkreisen ist die Schaltung mit drei Chips aufbaubar. Selbstverständlich sind andere Ersatzschaltungen, z. B. aus Gattern aufgebaute Exklusiv-ODER-Schaltungen und Einzel-Flip-Flop, einsetzbar.

G. T.

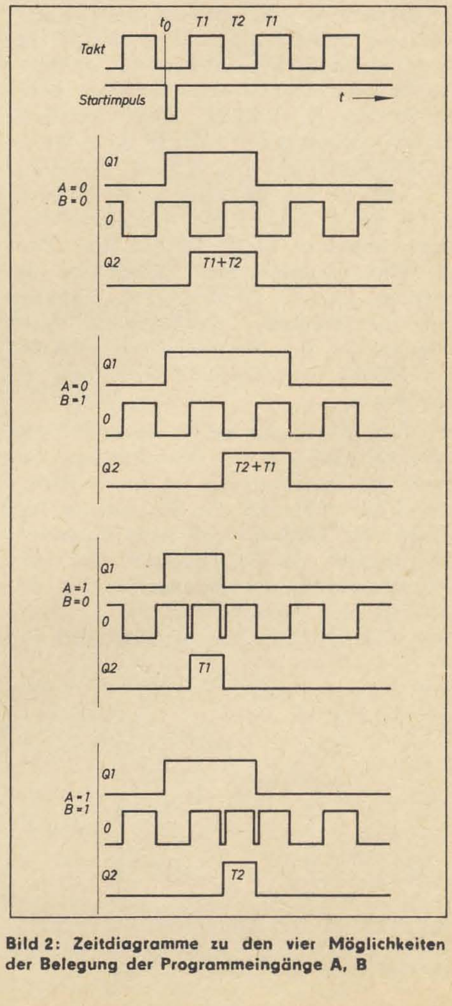


Bild 2: Zeitdiagramme zu den vier Möglichkeiten der Belegung der Programmeingänge A, B

Analoge Schaltungen hoher Präzision mit Dünnfilmwiderstandsnetzwerken

Dipl.-Ing. GERHARD HÖHNEL

Aus der Forderung nach hoher Präzision für elektronische Bausteine und Geräte und der Realisierungsmöglichkeit analoger Schaltungen mit Hilfe von Operationsverstärkern und hochwertigen passiven Bauelementen wird der Einsatz integrierter Widerstandsnetzwerke in Dünnschichttechnik abgeleitet. Diese zeichnen sich – bedingt durch Material und Herstellungstechnologie – durch enge Toleranzen, niedrige Temperaturkoeffizienten und gleiches Verhalten gegenüber Alterungsfaktoren aus. An einer großen Anzahl von Beispielen werden die Vorteile des Einsatzes verschiedener Netzwerkstrukturen wie Widerstandspaare, Stromteiler, lineare und logarithmische Spannungsteiler, Dämpfungsketten und R-2R-Netzwerke demonstriert. Neben den diskutierten Vorteilen sind insbesondere auch der relativ geringe Platzbedarf und der kompakte Aufbau von Bedeutung.

Die analoge Meßtechnik ist heute wesentlich dadurch gekennzeichnet, daß eine Vielzahl von Meßwerten über eine mehr oder weniger lange Verarbeitungskette einer zentralen Einheit zugeführt wird. Eine typische Anordnung zeigt Bild 1. Die Signale verschiedener Detektoren oder Meßwertgeber werden über Vorverstärker, lange Kabel, Hauptverstärker, Filter, Multiplexer, Analog-Digital-Konverter und eine Anschlußsteuerung einem Rechner zur Weiterverarbeitung und Auswertung zugeführt. Dieser wirkt gegebenenfalls unmittelbar über Digital-Analog-Konverter und Stellglieder auf den Prozeß zurück.
Die Addition der relativen Fehler der einzelnen Glieder der Kette und zum Teil geringe Wandlungsfehler der Detektoren verlangen von jedem Baustein eine hohe Präzision im gesamten, durch unterschiedliche Klimabedingungen gekennzeichneten Arbeitsbereich. Entsprechend höhere Anforderungen sind an die Schaltungsdetails zu stellen, aus denen einzelne Baugruppen aufgebaut sind.
Hohe Präzision wird in der modernen Analogtechnik allgemein durch die Anwendung integrierter Operationsverstärker mit dem jeweiligen Problem angepaßten Eigenschaften und hochwertige passive Bauelemente erreicht. Umfangreiche Meßwerterfassungs- und Meßwertverarbeitungsanlagen verlangen bei Anwendung herkömmlicher Bauelemente wie Einzelwiderstände und Kondensatoren einen enormen Aufwand für die Bereitstellung engtolerierter Bauelemente mit eingeengtem Temperaturkoeffizienten.
Im folgenden soll durch eine Diskussion der Eigenschaften von integrierten Widerstandsnetzwerken und ihrer Anwendung in Operationsverstärkerschaltungen auf die vielfältigen Möglichkeiten zur Erzielung hoher Präzision sowie technologische und ökonomische Vorteile eingegangen werden.

Integrierte Widerstandsnetzwerke in Schichttechnik

Die integrierten Widerstandsnetzwerke des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf werden in zwei Technologien hergestellt. Während die Dünnfilmtechnik aufgedampfte dünne Chrom-Nickel-Schichten verwendet, sind es in der Dickschichttechnik durch Siebdruck und anschließendes Einbrennen aufgebrachte Widerstandspasten aus Platin, Iridiumdioxid, Palladiumoxid, Rubidium und Rubidiumdioxid.
Von besonderem Interesse für Präzisionsbaugruppen sind die Produkte der Dünnfilmtechnik, die sich durch enge Toleranzen der Widerstandswerte, niedrige Temperaturkoeffizienten, besonders niedrige differentielle Temperaturkoeffizienten und gleiches Verhalten der einzelnen Netzwerkelemente gegenüber äußeren Alterungsfaktoren auszeichnen. Dies wird durch homogene Schichten, die durch das Bedampfungsverfahren bedingt sind, und durch eine Strukturierung und den Abgleich mit Hilfe automatischer Elektronenstrahlbearbeitungsverfahren erreicht.
Abhängig vom Wertebereich werden die Netzwerke mit Toleranzen von ±0,02 bis ±1 % und Temperaturkoeffizienten zwischen $\pm 10 \cdot 10^{-6}$ und $\pm 100 \cdot 10^{-6}$/K geliefert. Der differentielle Temperaturkoeffizient bewegt sich dabei zwischen $5 \cdot 10^{-6}$ und $25 \cdot 10^{-6}$/K. Auf Grund der geringen Belastbarkeit, bezogen auf die wirksame Widerstandsfläche, ergeben sich für die Teilwiderstände maximale Verlustleistungen zwischen 1 und 50 mW, die selbst innerhalb eines Netzwerkes stark differieren können. Dies muß beim Einsatz in der Schaltung berücksichtigt werden.
Die Widerstandsschicht ist auf einem Trägerglas untergebracht. Im allgemeinen werden die elektrisch interessanten Punkte des Netzwerkes über Flachdrahtanschlüsse nach außen geführt. Je nach Umfang und Struktur sind das drei bis zwölf Anschlüsse. Vorzugsweise werden die Netzwerke als tauchumhüllte Bauelemente hergestellt und für spezielle Anwendungsfälle auch mit einem Metallbecher versehen.

Netzwerkstrukturen

Zum Standardprogramm des Kombinates VEB Keramische Werke Hermsdorf gehören u. a. folgende Netzwerke: Dämpfungsglieder mit Dämpfungen zwischen (0,05 ± 0,005) und (3 ± 0,025) Np bzw. (0,4 ± 0,05) und (20 ± 0,2) dB mit Wellenwiderständen von Z = 75 Ω; 150 Ω und 600 Ω entsprechend den Bildern 2a und 2b; Dämpfungsketten mit Dämpfungsfaktoren von 1 dB, 5 dB und 10 dB je Stufe (Bild 3) und fünf- bzw. elfstufige lineare Spannungsteiler sowie zehnstufige logarithmische Spannungsteiler mit Dämpfungsfaktoren von 1 dB und 5 dB je Stufe (Bilder 4 und 5). Darüber hinaus gibt es eine Reihe von Kundenschaltkreisen, wie z. B. Einzelwiderstände, Widerstandspaare, drei- bis siebenstufige Stromteiler, komplexere Netzwerke und R-2R-Netzwerke.
Da Dämpfungsketten und lineare sowie logarithmische Spannungsteiler für Verstärkerschaltungen besonders interessant sind, soll für sie die Dimensionierung der Teilwiderstände angegeben oder berechnet werden.
Unter der Voraussetzung, daß die Dämpfungskette im Bild 3 durch eine Kettenschaltung symmetrischer π-Glieder gebildet und mit dem Wellenwiderstand Z abge-

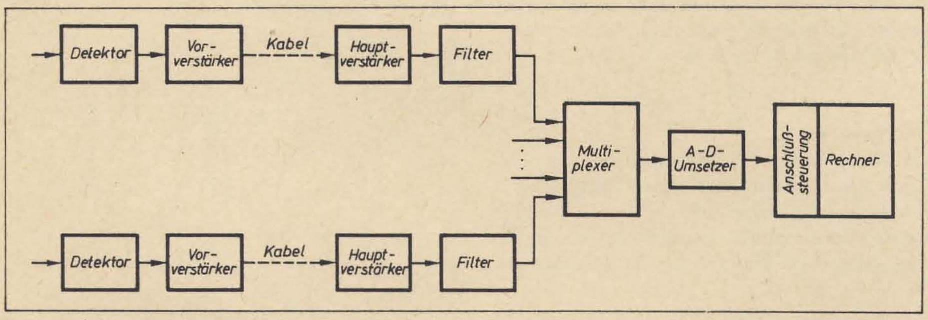


Bild 1: Verarbeitungskette von Meßwerten

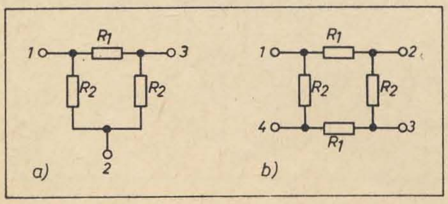


Bild 2: a) und b) Dämpfungsglieder

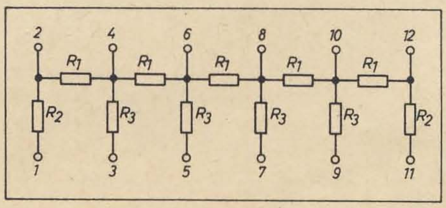


Bild 3: Dämpfungskette

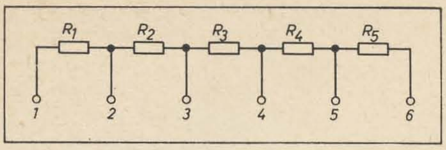


Bild 4: Fünfstufiger Spannungsteiler

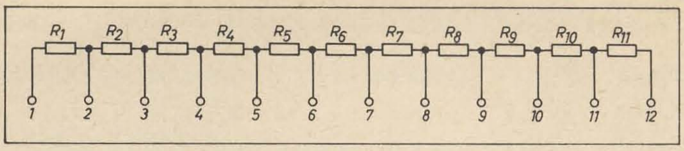


Bild 5: Elfstufiger Spannungsteiler ▶

schlossen wird, kann für die Berechnung der Teilwiderstände folgender Ansatz gemacht werden:

$$R_2 = 2\,R_3$$

$$R_1 + R_3||(R_1 + R_2||Z) = R_1 + R_2||Z$$

$$Q = \frac{R_2||Z}{R_1 + R_2||Z}$$

wobei Q das Verhältnis der Spannungen zweier benachbarter Teilerpunkte ist und aus der Dämpfung zu

$$Q = \frac{U_n}{U_{n-1}} \quad 10^{-\frac{c/dB}{20}}$$

berechnet wird. Über eine kurze Zwischenrechnung ergeben sich die Beziehungen

$$R_1 = Z\,\frac{(1 - Q)(1 \quad Q)}{2Q}$$

$$R_2 = Z\,\frac{(1 \cdot Q)}{(1 - Q)}$$

$$R_3 = Z\,\frac{(1 \cdot Q)}{2(1 - Q)}$$

Daraus können für die vier angebotenen Dämpfungsketten die in Tafel 1 angeführten Widerstandswerte ermittelt werden.

Die Teilwiderstände der logarithmischen Spannungsteiler ergeben sich aus den Beziehungen

Tafel 1: Widerstandswerte der vier Dämpfungsketten

	Z = 2 kΩ; 1 dB	Z = 22 kΩ; 5 dB	Z = 1 kΩ; 10 dB	Z = 10 kΩ; 10 dB
R_1 in kΩ	0,231	13,38	1,423	14,23
R_2 in kΩ	34,78	78,53	1,925	19,25
R_3 in kΩ	17,39	39,27	0,963	9,625

$$Q = \frac{R - R_1}{R}, \quad C^2 = \frac{R \quad R_1 - R_2}{R} \quad \text{usw.}$$

zu

$$R_n = R \cdot Q^{n-1}(1 - Q) = R_{n-1} \cdot Q$$

$n = 1, 2, \ldots 10$

$$R_{11} = R \cdot Q^{10}$$

wobei R der Gesamtwiderstand der Schaltung ist, s. a. Tafel 2 auf Seite 122.

Die Teilwiderstände der linearen Spannungsteiler nehmen einen Bereich von $15\,\Omega \leqq R_{11} \leqq 51\,k\Omega$ mit etwa 20 verschiedenen Nennwerten ein.

Anwendungsbeispiele

Verstärkerschaltungen

Neben den trivialen Einsatzfällen von Widerstandspaaren und Stromteilern in einfachen Inverter-, Verstärker- und Summierschaltungen entsprechend den Bildern 6 und 7, deren Diskussion sich erübrigt, sind verschiedene Schaltungen mit elfstufigen Spannungsteilern denkbar (Bilder 8 und 9), die durch geringe Variation vielfältige Beziehungen zwischen den Eingangsspannungen und der Ausgangsspannung ermöglichen. So ergeben sich für die Beispiele in den Bildern 8 und 9 – je nachdem, wie viele der noch freien Teilwiderstände in den Gegenkopplungszweig einbezogen werden – die Beziehungen

$u_a = -n(u_2 + 0{,}2\,u_1) \qquad n = 1, 2$ (Bild 8)

$u_a = -n(0{,}5\,u_1 + u_2 + 2\,u_3)$

$n = 1, 2, 3$ (Bild 9)

Bei den Elektrometerschaltungen in den Bildern 10, 11 und 12 gestatten die Netzwerke eine Variation der Verstärkung in einem großen Bereich. Für das Schaltungsbeispiel im Bild 10 ergibt sich eine Verstärkung von

$$v = 1 + \frac{nR}{R} \qquad n = 0,1 \ldots 10.$$

Ein elfstufiger Spannungsteiler erlaubt demnach die Umschaltung der Verstärkung in Einerschritten zwischen v = 1 bis 11. Die Kombination zweier logarithmischer Spannungsteiler (s. Bild 11) gestattet eine Verstärkungsumschaltung in zehn Stufen zu je 1 dB und acht weiteren Stufen zu je 5 dB. Werden nur die ersten fünf Widerstände des 1-dB-Spannungsteilers, dafür aber alle Widerstände des 5-dB-Teilers außer R_1 verwendet, kann die Verstärkung in fünf Stufen zu je 1 dB und neun Stufen zu je 5 dB umgeschaltet werden.

Die Schaltung im Bild 12 ermöglicht ebenfalls eine stufenweise Veränderung der Verstärkung zu 1 dB, 5 dB oder 10 dB zwischen 0 und 5 dB, 0 und 25 dB bzw. 0 und 50 dB. Eine einfache Erweiterungsmöglichkeit wird durch die Kettenschaltung einer weiteren Dämpfungskette gegeben, die wie im dargestellten Fall mit dem Wellenwiderstand Z abzuschließen ist.

In allen bisherigen wie auch folgenden Schaltungsbeispielen wird die Ausgangsgröße oder die Verstärkung der Schaltung durch Widerstandsverhältnisse bestimmt. Da gewöhnlich eine unterschiedliche Zahl von Teilwiderständen wirksam ist, kann allgemein geschrieben werden

$$v = \frac{R_1 + R_2 + \ldots R_k}{R_{k+1} + \ldots R_n}$$

für den invertierenden Betrieb und

$$v = 1 + \frac{R_1 + R_2 + \ldots R_k}{R_{k+1} + \ldots R_n}$$

für den nichtinvertierenden Betrieb.

Der Verstärkungsfehler für den invertierenden Betrieb wird dann

$$\frac{dv}{v} = \frac{dR_1 + \ldots dR_k}{R_1 + \ldots R_k} \quad \frac{dR_{k+1} + \ldots dR_n}{R_{k+1} + \ldots R_n}$$

oder

$$\frac{dv}{v} = \frac{d\left(\sum_{i=1}^{k} R_i\right)}{\sum_{i=1}^{k} R_i} - \frac{d\left(\sum_{i=k+1}^{n} R_i\right)}{\sum_{i=k+1}^{n} R_i}$$

d. h., der Temperaturkoeffizient der Verstärkung ist abgesehen von anderen Einflußgrößen gleich dem differentiellen Temperaturkoeffizienten des Widerstandsnetzwerkes. Für den nichtinvertierenden Betrieb ist die Gleichung ähnlich:

$$\frac{dv}{v} = \frac{(R_1 + \ldots R_k)}{R_{ges}} \left| \frac{d\left(\sum_{i=1}^{k} R_i\right)}{\sum_{i=1}^{k} R_i} - \frac{d\left(\sum_{i=k+1}^{k} R_i\right)}{\sum_{i=k+1}^{k} R_i} \right|$$

Das bedeutet, daß der Temperaturkoeffizient der Verstärkung stets kleiner als der

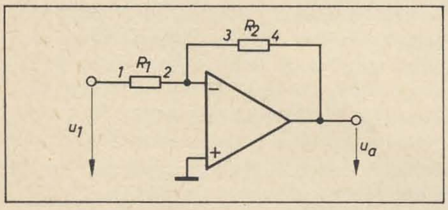


Bild 6: Verstärkerschaltung (Netzwerk 4538.8-9849.36: 2 × 7,5 kΩ; (die Nummern in der Schaltung beziehen sich auf die Anschlüsse der Netzwerke

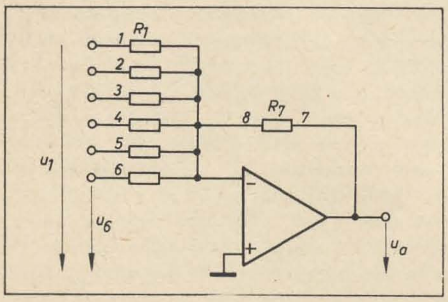


Bild 7: Summierschaltung (Netzwerk 4539.8-6341.76: 7 × 3,9 kΩ)

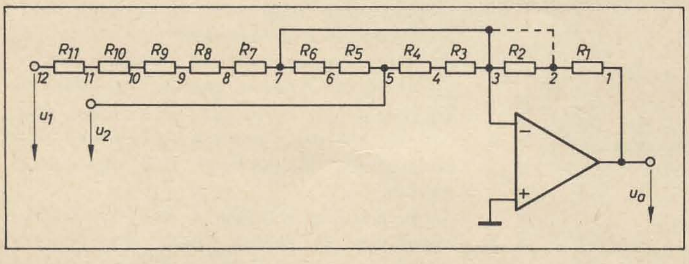


Bild 8: Gewichtete Summation $u_a = -n(u_2 + 0{,}2\,u_1)$, n = 1, 2; Netzwerk 4537.8-4142.46: 11 × 10 kΩ, TK = 50 10^{-6} K, δ = ± 0,25 %)

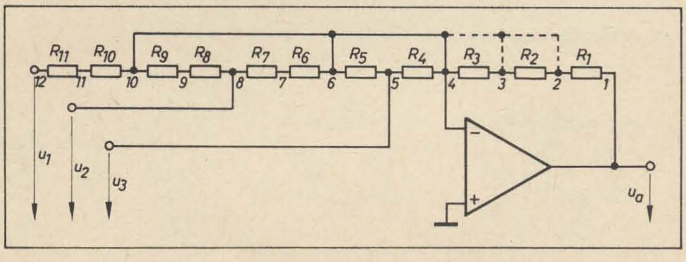


Bild 9: Gewichtete Summation $u_a = -n(0{,}5\,u_1 + u_2 + 2\,u_3)$, n = 1, 2, 3; Netzwerk wie in Bild 8)

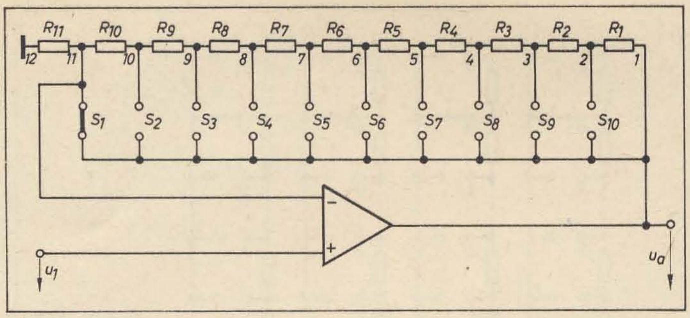


Bild 10: Elektrometerschaltung mit umschaltbarer Verstärkung v = 1 + nR R, n = 0...10; (Netzwerk 4537.8-4142.46: 11 × 10 kΩ, TK = 50 · 10⁻⁶ K, δ = −0,25 %)

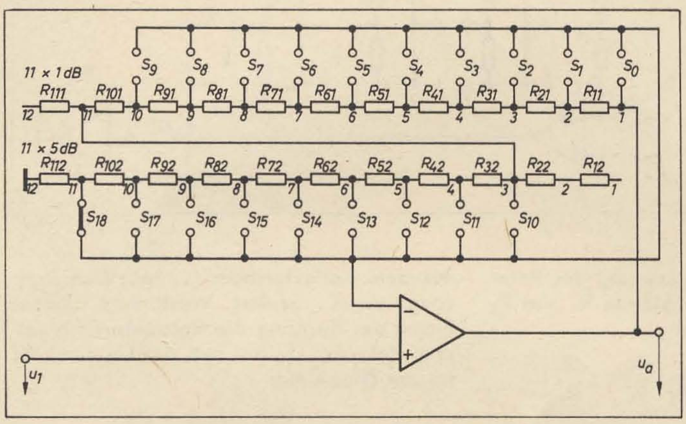


Bild 11: Elektrometerschaltung mit umschaltbarer Verstärkung v = n 1 dB + m 5 dB, n = 0...10, m = 0...8 (n = 10); (Netzwerk 1: 4537.8-5741.46: 11 × 1 dB, Netzwerk 2: 4537.8-5841.65: 11 × 5 dB)

werden, wird hier nicht eingegangen. Der nichtinvertierende Eingang der Operationsverstärker wurde deshalb, sofern er nicht vom Prinzip her beschaltet ist, der Einfachheit halber direkt mit Masse bzw. ohne Vorwiderstand mit der Quelle verbunden.

Abschließend soll noch ein Beispiel angegeben werden, das neben den bereits behandelten Vorteilen der integrierten Widerstandsnetzwerke einen weiteren zeigt, und zwar den eines in Stufen veränderlichen Widerstands.

In vielen Fällen wird durch Vorschalten eines Doppelsourcefolgers vor einen Operationsverstärker ein hochohmiger Verstärker mit Differenzeingang gewonnen. Die Offsetspannung dieser Anordnung wird allgemein durch Veränderung der Sourceströme mit Hilfe der Sourcewiderstände korrigiert. Dazu eignet sich die im Bild 15 angegebene Anordnung von zwei Widerstandsnetzwerken, deren Nennwerte sich um den Faktor zehn unterscheiden. Die Widerstandsänderung erfolgt durch den Einstellregler und Brücken von Teilwiderständen des niederohmigen Netzwerkes.

Welche Güteforderungen an die Netzwerke selbst zu stellen sind, um die Offsetdrift des Doppel-FET durch Widerstandsänderung

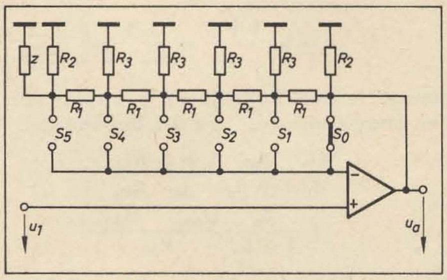


Bild 12: Elektrometerschaltung mit umschaltbarer Verstärkung v = n 10 dB, n = 0...5; (Netzwerk 4535.8-6741.56: 5 × 10 dB, Z = 10 kΩ)

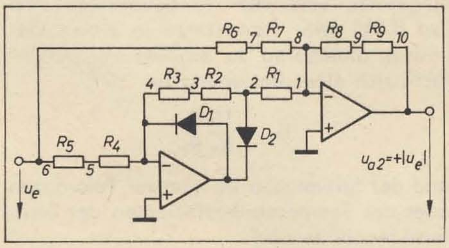


Bild 13: Schaltung zur Betragsbildung (Netzwerk 4537.8-4142.3: 11 × 10 kΩ, TK = 50 · 10⁻⁶ K δ = ± 0,1 %)

differentielle Temperaturkoeffizient des Widerstandsnetzwerkes ist.

Im Bild 13 ist eine Schaltung abgebildet, die unabhängig von der Polarität der Eingangsspannung stets eine positive Ausgangsspannung liefert (Zweiweggleichrichtung oder Betragsbildung). Bei negativer Eingangsspannung ist D_1 leitend und D_2 gesperrt, so daß der erste Operationsverstärker keinen Beitrag zur Ausgangsspannung liefert.

$$u_{a2} = -\frac{2R}{2R}(-u_e) = +u_e$$

Bei positiver Eingangsspannung dagegen ist D_2 leitend, D_1 gesperrt. Es gilt

$$u_{a2} = -\left(\frac{2R}{2R}u_e + \frac{2R}{R}u_{a1}\right) = -(u_e - 2u_e) = +u_e$$

In dieser Schaltung wird das Widerstandsnetzwerk besonders zweckmäßig eingesetzt. Einmal wird durch enge Toleranzen der Teilwiderstände ohne besonderen Abgleich die gewünschte Verstärkung und Summation der Teilspannungen erreicht, zum anderen wird durch kleine differentielle Temperaturkoeffizienten eine hohe Stabilität der Gesamtschaltung gegeben.

Ähnliches gilt für den Subtrahierer mit Elektrometereingängen (Instrumentationsverstärker) im Bild 14, in dem zwei lineare oder logarithmische Netzwerke für die Verstärkung der Eingangssignale u_1 und u_2 und ein weiteres lineares Netzwerk für die Subtraktion der Ausgangsspannungen u_{a1} und u_{a2} verwendet werden.

Die Berechnung der Schaltung ist einfach. Da die Potentiale an den invertierenden Eingängen der Operationsverstärker wegen der hohen inneren Verstärkung identisch mit den Eingangsspannungen u_1 und u_2 sind, kann u_{a3} leicht angegeben werden. Es gilt

$$i = \frac{u_1 - u_2}{R_1}$$

und damit

$$u_{a1} = u_1 + iR_{01} = u_1\left(1 + \frac{R_{01}}{R_1}\right) - u_2\frac{R_{01}}{R_1}$$

und

$$u_{a2} = u_2 - iR_{02} = u_2\left(1 + \frac{R_{02}}{R_1}\right) - u_1\frac{R_{02}}{R_1}$$

Unter der Voraussetzung, daß die Differenzbildung exakt erfolgt, erhält man für u_{a3} folgende Beziehung:

$$u_{a3} = -(u_{a1} - u_{a2}) = (u_2 - u_1)\left(1 + \frac{R_{01} + R_{02}}{R_1}\right)$$

Wichtig ist, daß die Gegenkopplungsnetzwerke der Eingangsverstärker die Verstärkung beider Eingangsgrößen mit völlig gleichem Gewicht bestimmen.

Auf Fehler, die durch die Eigenschaften der verwendeten Operationsverstärker (Offsetspannung, Offsetstrom usw.) verursacht

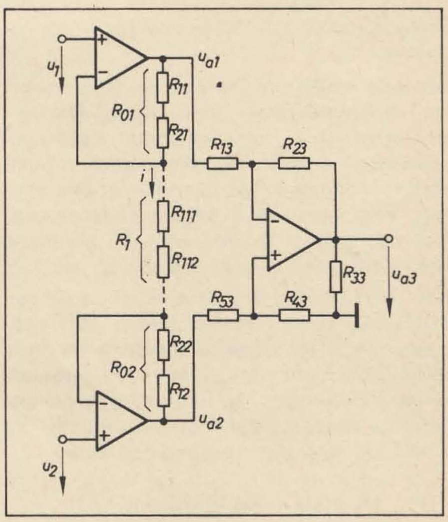


Bild 14: Subtrahierer mit Elektrometereingängen (Netzwerk 1: 4537.8-5841.66: 10 × 5 dB, Netzwerk 2: 4537.8-5841.66: 10 × 5 dB, Netzwerk 3: 4537.8-4162.36: 5 × 10 kΩ)

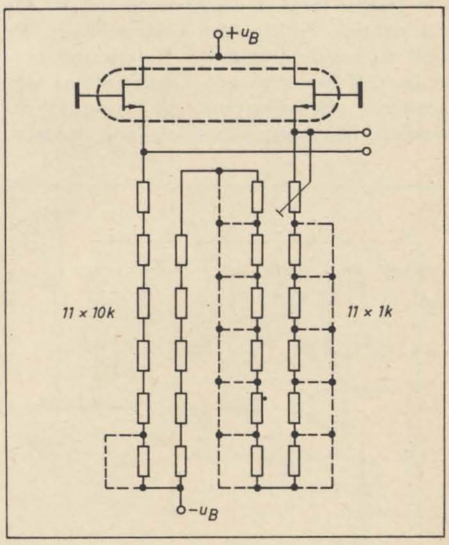


Bild 15: Doppelsourcefolger (Netzwerke 4537.8-4142.76 und 4537.8-3142.76)

nicht merklich zu vergrößern, zeigt die folgende Überlegung.

Für den Sourcestrom eines Teiltransistors gilt

$$I = \frac{-U_{GS} - U_B}{R_S}$$

Aus der Stromänderung infolge Widerstandsänderung

$$\frac{dI}{dR_S} = -\frac{-U_{GS} - U_B}{R_S^2}$$

folgt mit $dI = S\,dU_{GS}$ die Änderung der Gate-Sourcespannung zu

$$dU_{GS} = \frac{U_{GS} + U_B}{R_S S}\,\frac{dR_S}{R_S}$$

Der Doppel-FET TIS 25 z. B. besitzt bei $U_B = -15\,V$ und $R_S = 50\,k\Omega$ eine Steilheit $S \approx 0{,}75\,mA/V$ und eine Gate-Sourcespannung $U_{GS} \approx -2\,V$. Damit wird

$$dU_{GS} \approx -0{,}45\,V\,\frac{dR_S}{R_S}$$

Mit TK-100-Widerständen kann dadurch eine differentielle Gate-Sourcespannungsdrift von $\pm 90\,\mu V/K$ entstehen. Widerstandsnetzwerke mit ΔTK 10 verursachen dagegen eine zusätzliche Offsetdrift von nur $\pm 4{,}5\,\mu V/K$.

Referenzspannungs- und Referenzstromquellen

Für viele Meß- und Prüfzwecke, für Verstärker, Analog-Digital- und Digital-Analog-Konverter sind hochkonstante Referenzspannungs- bzw. Referenzstromquellen oder Mehrfachstromquellen unerläßlich. Der Einsatz von integrierten Widerstandsnetzwerken mit engen Toleranzen und geringen Temperaturkoeffizienten bietet sich an.

Bild 16 zeigt eine einfache Möglichkeit zur Erzeugung einer hochkonstanten Referenzspannung. Der Operationsverstärker mit seiner hohen inneren Verstärkung sorgt an seinen Eingängen für Potentialgleichheit. Damit werden der Strom durch R_1 $I = U_Z/R_1$ und die Ausgangsspannung

$$U_a = U_Z + R_0 I = U_Z\left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right)$$

wobei R_0 der zwischen dem Ausgang und dem invertierenden Eingang wirksame Widerstand ist.

Die Diode sorgt in Verbindung mit R_Z für die richtige Polung der Referenzdiode. R_Z wird so gewählt, daß der Referenzdiodenstrom und der minimale Laststrom von der positiven Betriebsspannung aufgebracht werden. Nachstehende Gleichung verdeutlicht den Einfluß der Spannung der Referenzdiode und der Widerstände R_0 und R_1 auf die Ausgangsspannung

$$\frac{dU_a}{U_a} = \frac{dU_U}{U_z} + \frac{R_0}{R_0 + R_1}\left(\frac{dR_0}{R_0} - \frac{dR_1}{R_1}\right).$$

Das bedeutet, daß neben dem Temperaturkoeffizienten der Referenzdiode (SZY 23: TK 10) nur noch der differentielle Temperaturkoeffizient der Widerstände vermindert um das Verhältnis $R_0/(R_0 + R_1)$ den TK der Ausgangsspannung bestimmt. Durch geeignete Parallel- und Reihenschaltung der Teilwiderstände R_2 bis R_{11} eines linearen Widerstandsnetzwerkes ($11 \times 10\,k\Omega$) und durch einen niederohmigen Cermetregler ($100\,\Omega$) kann die Ausgangsspannung für Referenzdiodenspannungen $8\,V \leq U_Z \leq 9\,V$ auf $+10{,}00\,V$ eingestellt werden. Der Cermetregler beeinflußt auf Grund seiner geringen Größe den Gesamttemperaturkoeffizienten nur unwesentlich.

Im Bild 16 ist die Widerstandskombination für eine Referenzdiodenspannung $U_Z = 8{,}5$ bis $8{,}43\,V$ dargestellt, wobei $R_C = 100\,\Omega$. Die Möglichkeit der Erzeugung einer einstellbaren Referenzspannung in 1-mV-, 10-mV-, 100-mV- und 1-V-Schritten zwischen 0 V und $\pm 12{,}221\,V$ zeigt Bild 17. Eine Konstantspannungsquelle speist einen Verstärker, in dessen Gegenkopplungszweig sich Widerstandsnetzwerke, deren Teilwiderstände mit Hilfe von Schaltern eingeschaltet oder kurzgeschlossen werden können, befinden. Ein nachgeschalteter Inverter bildet eine Referenzspannung der entgegengesetzten Polarität. Um bei 10 V Ausgangsspannung einen maximalen Fehler von $\pm 1\,mV$ garantieren zu können, müssen Netzwerke mit folgenden Toleranzen eingesetzt werden:

z. B. $11 \times 2{,}2\,k\Omega \pm 0{,}01\,\%$
$11 \times 220\,\Omega \pm 0{,}1\,\%$
$11 \times 22\,\Omega \pm 1\,\%$
$11 \times 2{,}2\,\Omega \pm 10\,\%$ (Einzelwiderstände).

Bild 18 zeigt die Möglichkeit, eine Reihe gleichgroßer Ströme zu gewinnen. Wie bei der Referenzspannungsquelle sorgt der Operationsverstärker dafür, daß sich am invertierenden und am nichtinvertierenden Eingang gleiche Potentiale (Null) einstellen. Der durch R_V fließende Strom ergibt sich dann zu $I_V = U_r/R_V$ und ist identisch mit dem Kollektorstrom I_{C0} bei Voraussetzung eines idealen Verstärkers. Dabei nimmt der Ausgang des Verstärkers ein solches Potential U_B an, daß der Emitterstrom I_{E0} der Gleichung

$$I_{E0} = \frac{U_B - U_{BE0} - U_B}{R_{E0}}$$
$$= I_{C0}\frac{1 + \beta}{\beta} = \frac{U_r}{R_V}\,\frac{1 \quad \beta}{\beta}$$

genügt. In den Transistoren T_1 bis T_n werden Ströme induziert, die der Beziehung

$$I_{Cn} = \frac{U_r}{R_V}\,\frac{\beta_n}{1 + \beta_n}\,\frac{1 + \beta_0}{\beta_0}\,\frac{R_{E0}}{R_{En}} + \frac{\beta_n}{1 + \beta_n}\,\frac{U_{BE0} \quad U_{BEn}}{R_{En}}$$

folgen. Werden Transistoren gleicher Stromverstärkung (bei sehr hoher Stromverstärkung verschwindet ihr Einfluß auf I_{Cn}) und gleicher Basis-Emitterspannung U_{BE} eingesetzt, was mit Transistorarrays vom Typ B 340 (vier Transistoren in einem Gehäuse) annähernd zu erfüllen ist, vereinfacht sich diese Beziehung zu

$$I_{Cn} = \frac{U_r}{R_V}\,\frac{R_{E0}}{R_{En}}$$

und der Stromfehler infolge der Toleranzen oder des Temperaturkoeffizienten der Emitterwiderstände wird

$$\frac{dI_{Cn}}{I_{Cn}} = \frac{dR_{E0}}{R_{E0}} - \frac{dR_{En}}{R_{En}}$$

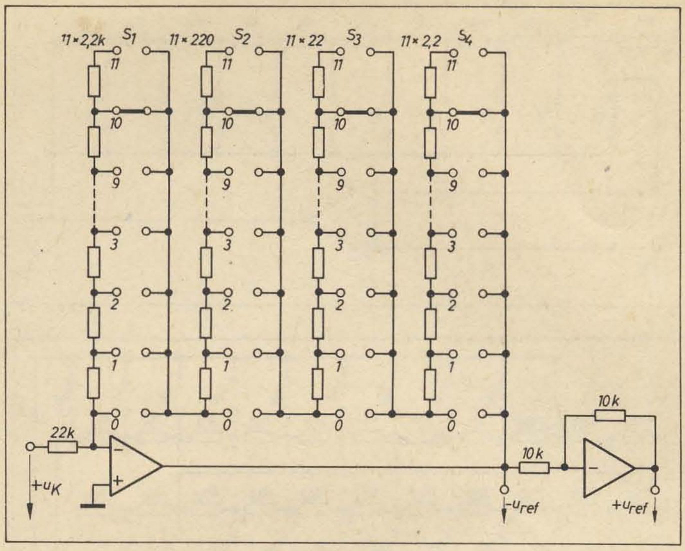
Ein Widerstandsnetzwerk mit linearer Teilung und engen Toleranzen sowie kleinem differentiellem Temperaturkoeffizienten in der angegebenen Anordnung reduziert diesen Fehler auf ein Minimum.

R-2R-Netzwerke

Durch geeignete Reihen- und Parallelschaltung der Teilwiderstände eines linearen Netzwerkes können Ströme erzeugt werden, die in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen. Ist das Verhältnis benachbarter Ströme $I_{n+1}/I_n = 1/2$ gefordert, können sinnvolle R-2R-Netzwerke eingesetzt werden.

Diese Netzwerke (Bild 19) zeichnen sich dadurch aus, daß an den Knotenpunkten nach jeder der drei möglichen Richtungen der gleiche Widerstand 2R gemessen wird, wenn die Fußpunkte der Widerstände 2R

Bild 17: Referenzspannungsquelle



Tafel 2: Teilwiderstände der logarithmischen Spannungsteiler (R = 10 kΩ)

	1 dB	5 dB
R_1 in kΩ	1,087	4,377
R_2 in kΩ	0,969	2,461
R_3 in kΩ	0,864	1,384
R_4 in kΩ	0,770	0,778
R_5 in kΩ	0,686	0,438
R_6 in kΩ	0,612	0,246
R_7 in kΩ	0,545	0,138
R_8 in kΩ	0,486	0,078
R_9 in kΩ	0,433	0,044
R_{10} in kΩ	0,386	0,025
R_{11} in kΩ	3,163	0,032

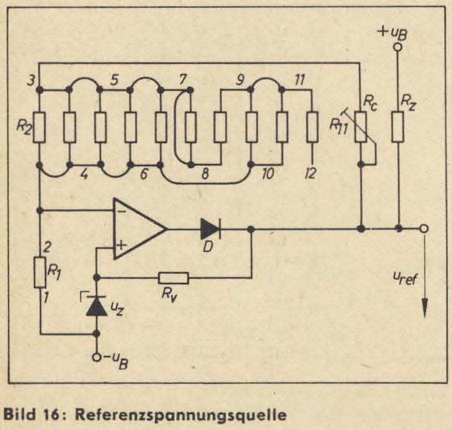


Bild 16: Referenzspannungsquelle

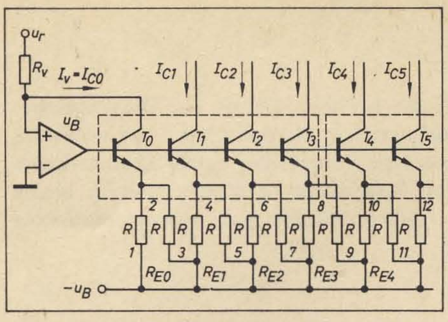


Bild 18: Mehrfachstromquelle

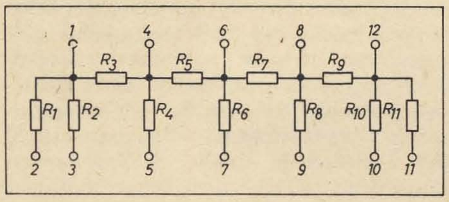


Bild 19: R-2R-Netzwerk

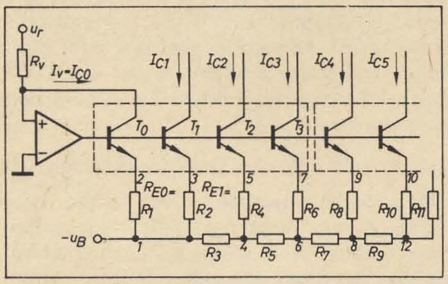


Bild 20: Mehrfachstromquelle mit R-2R-Netzwerk

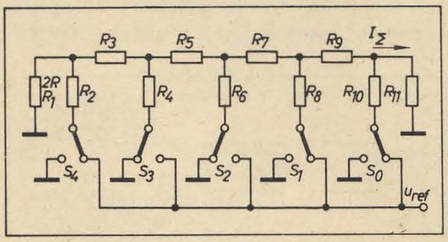


Bild 21: Gewichtete Stromsummierung mit R-2R-Netzwerken

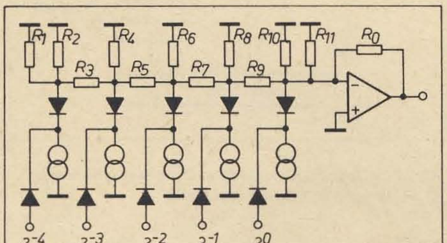


Bild 22: Gewichtete Stromsummierung mit R-2R-Netzwerken

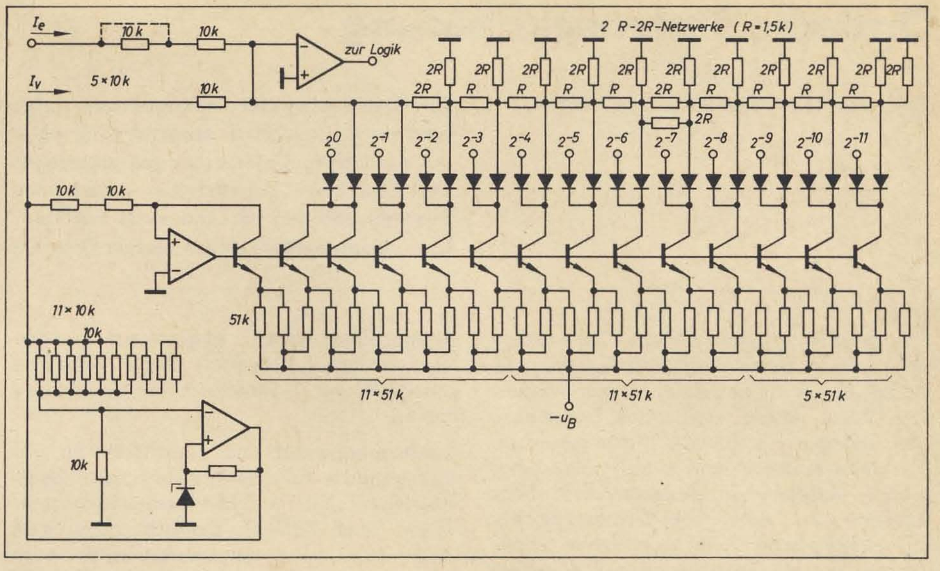


Bild 23: Prinzip eines Analog-Digital-Konvertes nach dem Verfahren der Sukzessivapproximation (ohne Logik und D-A-Umsetzeransteuerung)

auf gleichem Potential liegen. Das bedeutet andererseits, daß ein in den Knoten hineinfließender Strom zu gleichen Teilen in die beiden anderen Zweige abfließt. Diese Eigenschaft wird in der im Bild 20 dargestellten Mehrfachstromquelle ausgenutzt. Auf Grund der Beziehung $R_{E0} = R_{E1} = 2R$ sind I_{C0} und I_{C1} gleich groß. Für die anderen Ströme gilt $I_{n+1} = 1/2\, I_n$, wenn der Abschlußwiderstand $R_{11} = 2R$ ist. Prinzipiell kann die Kette durch ein zweites R-2R-Netzwerk erweitert werden. Die Abhängigkeit der Basis-Emitterspannung vom Emitterstrom macht bei höheren Genauigkeitsforderungen allerdings Korrekturwiderstände notwendig.

Ebenso wie zur Stromteilung können R-2R-Netzwerke zur gewichteten Summierung gleich großer Ströme eingesetzt werden. Hierzu sollen zwei Möglichkeiten diskutiert werden, die in Digital-Analog- und Analog-Digital-Konvertern angewendet werden.

Bei der ersten Variante (Bild 21) wird entsprechend der binären Information entweder eine Referenzspannung oder Nullpotential an die Widerstände 2R geschaltet. Mit R_{11} als Summierwiderstand ist der Eingangswiderstand für jede Quelle $R_e = 3R$, so daß alle eingespeisten Ströme gleich sind. An jedem Knotenpunkt erfolgt eine Halbierung. Im Summierwiderstand fließt ein Strom der Größe

$$I = \frac{1}{2}\,\frac{U_r}{3R}\,(k_0 2^0 + k_1 2^{-1} + \ldots + k_n 2^{-n}) \quad k_i = 0,1$$

wobei k_0 dem höchstwertigen Bit (MSB) und k_n dem niedrigstwertigen Bit (LSB) entspricht.

Die zweite Variante (Bild 22) nutzt Ströme, die an den Knotenpunkten entsprechend der binären Information eingespeist werden. In jeden Zweig fließt ein Drittel des eingespeisten Stromes, jeder Zweigstrom wird am nächsten Knoten wieder halbiert usw. Der im Summierwiderstand R_{11} fließende Strom (der Operationsverstärker sei vorerst nicht angeschlossen) folgt der Gleichung

$$I = \frac{1}{3}\,I(k_0 2^0 + k_1 2^{-1} + \ldots + k_n 2^{-n}) \quad k_i = 0,1$$

Durch Rechnung läßt sich leicht nachweisen, daß die Stromverhältnisse auch dann erhalten bleiben, wenn der Summierwiderstand vergrößert oder verkleinert oder wie im Bild 22 gleich null wird, indem das Netzwerk direkt auf den Summierpunkt eines Operationsverstärkers arbeitet. Es wird lediglich der Faktor vor der Klammer verändert, der in beiden Fällen maximal eins werden kann.

Zum Abschluß sei noch ein komplexes Anwendungsbeispiel integrierter Widerstandsnetzwerke, das Prinzip eines Analog-Digital-Konverters, der nach dem Verfahren der Sukzessivapproximation arbeitet, angegeben (Bild 23). Danach wird die Meßspannung schrittweise über einen Digital-Analog-Konverter kompensiert. Ein Komparator unterscheidet, ob der ausgeführte Kompensationsschritt gültig ist oder rückgängig gemacht werden soll. Die Digitalinformation kann nach erfolgtem Abgleich einem Register entnommen werden, dessen Bitmuster den am D-A-Umsetzer ein- oder ausgeschalteten Strömen entspricht.

Die Kompensationsströme werden mit Hilfe einer Mehrfachstromquelle (Bild 18) und einer Referenzspannungsquelle (Bild 16) erzeugt und über zwei in Reihe geschaltete R-2R-Netzwerke summiert. Um bipolare Eingangsspannungen verarbeiten zu können, wird ein Verschiebestrom eingespeist, dessen Betrag I_{emax} entspricht und der dafür sorgt, daß der zum Summierpunkt fließende Strom immer größer Null ist. Der Eingangsstrom I_e, der Verschiebestrom I_v und die Kompensationsströme des D-A-Umsetzers werden durch Widerstände ein und desselben Netzwerkes bestimmt, wodurch Nullpunkt und Verstärkung des Analog-Digital-Konverters weitgehend temperaturunabhängig sind.

HS-Ing. sucht im Raum Brandenburg/H. Übernahme einer elektron. Werkstatt, auch Service für Heimelektronik.

Zuschr. an
Er 6416/79 DEWAG, 501 Erfurt,
PSF 796

HS-Ing. f. Elektronik Technol.
sucht ab 1 80 neuen Wirkungskreis.

Ang. m. Tätigkeitsmerkmalen an
582 685 DEWAG, 75 Cottbus 1,
PSF 104/1

Optische Datenspeicherung

Dipl.-Ing. HEINZ BERGMANN

Zur Bewältigung der umfangreichen Aufgaben, die auf dem Gebiet der Datenspeicherung in der Zukunft zu erwarten sind, werden insbesondere die optischen Speicherverfahren vielfältigen Untersuchungen unterzogen, da sie sich durch eine große Speicherkapazität und kurze Zugriffszeiten auszeichnen. Der Autor stellt in diesem Beitrag einige Speicherverfahren vor und weist auf ihre Vor- und Nachteile sowie auf internationale Entwicklungstendenzen auf diesem Gebiet hin.

Die weitere gesellschaftliche Entwicklung ist mit einem ansteigenden Aufkommen von Daten unterschiedlichsten Inhalts verbunden. Diese ständig steigenden Datenmengen erfordern in Zukunft Massenspeicher, die einen relativ kurzen Zugriff nach einer großen Datenmenge gestatten. Für diese Aufgabe sind herkömmliche Datenspeicher aus ökonomischen und technischen Gründen nur beschränkt verwendbar. Die weitere Entwicklungsrichtung erfordert neue Speicherverfahren, die die Zielsetzungen – hohe Speicherkapazität und Speicherdichte, kurze Zugriffszeit, hohe Zuverlässigkeit und Datenbeständigkeit sowie vertretbaren ökonomischen Aufwand – zu erfüllen helfen.

Die größten Erfolge bei der Entwicklung neuer Speichermedien mit großer Speicherkapazität und kurzer Zugriffszeit werden von optischen Speicherverfahren erwartet, die Speicher einsetzen, bei denen die Aufzeichnung und Wiedergabe mit Hilfe von Strahlen erfolgen. Derartige Speicher werden auch als strahlgesteuerte Speicher bezeichnet. Ihre Entwicklung befindet sich im Stadium der gezielten Grundlagenforschung, wobei bereits erste Anwendungsbeispiele untersucht werden. Angestrebt werden Speicherdichten von $10^6 \ldots 10^9$ bit/cm². Für die Oberfläche einer Speicherzelle zur Realisierung dieser Speicherdichte ergeben sich Werte zwischen 0,1 μm^2 und 100 μm^2. Die Umschaltzeit, d. h. das mittlere Zeitintervall zur Umschaltung einer Speicherzelle, soll bei einigen Nanosekunden liegen. Parallel zum Aufzeichnungsverfahren ist ein Wiedergabeverfahren notwendig, das Zugriffszeiten in der Größenordnung von einer Mikrosekunde zuläßt. Das Auslesen der gespeicherten Daten soll störungsfrei erfolgen und darf keine Nachbarspeicherzellen beeinflussen.

Weiterhin ist zur Realisierung optischer Speicherverfahren ein geeignetes Ablenksystem notwendig, durch das die einzelnen Speicherzellen für die Aufzeichnung und Wiedergabe genau angesteuert werden können. Der ansteuernde Strahl muß sich innerhalb von Mikrosekunden umschalten lassen.

Speicherkapazität und Zugriffszeit für zur Zeit benutzte bzw. bereits konzipierte Speichertypen sind im Bild 1 zusammengestellt (siehe auch Tafel 1). Danach lassen sich zwar eine hohe Speicherkapazität oder eine kurze Zugriffszeit realisieren, jedoch beides nicht gleichzeitig von einem Speichermedium. Zur Erfüllung dieser Forderung bieten sich optische Verfahren an, die zur Datenspeicherung günstige Voraussetzungen aufweisen. Optische Speicherverfahren erfordern im Prinzip (Bild 2) eine Strahlungs- oder Lichtquelle, geeignete Ablenksysteme zur Strahlsteuerung und einen optischen Informationsspeicher. Verbunden mit diesen Komponenten sind geeignete Prozesse zur Ansteuerung der Speicherzelle, zur Aufzeichnung im Speichermedium und zur Wiedergabe der gespeicherten Daten. Für den Aufzeichnungs- und Wiedergabeprozeß lassen sich Licht- oder Elektronenstrahlen verwenden. Sie ermöglichen eine Fokussierung auf Durchmesser von einigen Wellenlängen. Große Bedeutung dabei haben die Laserstrahlen, da sie für eine schnelle Aufzeichnung und Wiedergabe die notwendige Wechselwirkung zwischen Strahlung und Speichermedium aufweisen. Auch bezüglich der Realisierung geeigneter Ablenksysteme weisen Laserstrahlen Vorteile auf. Hohe Speicherdichte, lange Speicherzeit, geringer Verbrauch an optischer Energie für Speicherung und Wiedergabe, geringe Kosten und die eventuelle Möglichkeit, Informationen zu löschen und wieder aufzuzeichnen, sind Hauptanforderungen, die an das optische Speichermedium gestellt werden.

Optische Speicherverfahren

Die Methoden zur optischen Datenspeicherung lassen sich in lokalisierte optische und in holografische Speicherverfahren einteilen. Beim lokalen optischen Speicherverfahren wird jedes Datenbit auf einer möglichst kleinen Fläche des Speichermaterials aufgezeichnet. Hier ist zumindest mikroskopisch noch eine Identifikation eines einzelnen Datenbits möglich. Bei der holografischen Datenspeicherung dagegen erfolgt die Speicherung verteilt im Speichermedium, d. h., zwischen dem Objekt und dem Hologramm besteht keine Ähnlichkeit mehr, und ein einzelnes Datenbit ist auf dem Speicher nicht eindeutig identifizierbar. Die lokalisierte optische und die holografische Speicherung können in analoger oder digitaler Datenform erfolgen, wobei der Digitalspeicherung die größere Bedeutung beigemessen wird.

Lokalisierte optische Speicherverfahren

Die optische Speicherung von Daten ist in ihrem Prinzip nicht neu. Seit langem werden bereits Informationen in lichtempfindlichen Schichten mit hoher Dichte gespeichert. Mit relativ einfachen und billigen Verfahren läßt sich das Speichermedium vervielfältigen. Die altbekannte Fotografie kann zur lokalisierten optischen Speiche-

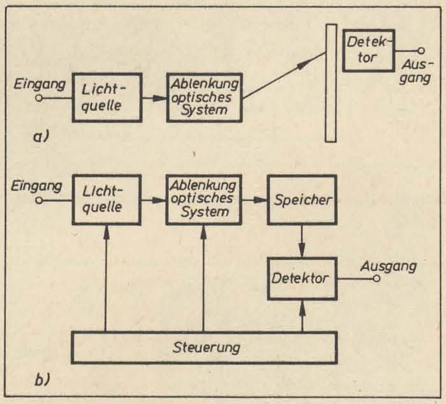
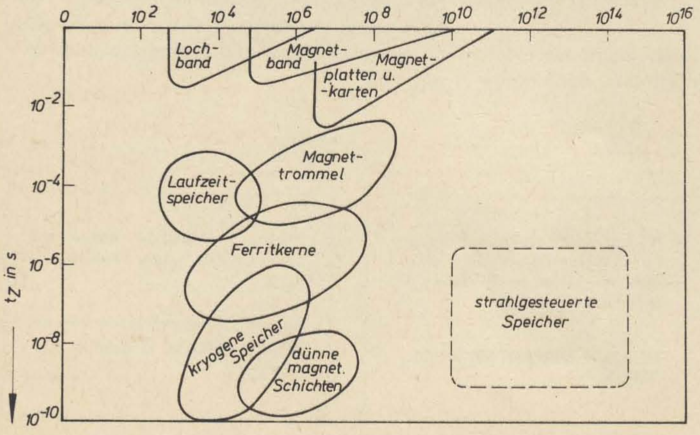


Bild 2: Prinzip der optischen Datenspeicherung. a) Funktion; b) Prinzipschaltbild

Bild 1: Speicherkapazität S und Zugriffszeit t_Z für verschiedene Speicher



Tafel 1: Überblick über verschiedene Speichermedien

Speicherverfahren, Bauelemente	Kapazität in bit	Zugriffszeit in µs	Umschaltzeit in µs
Magnetband	$5 \cdot 10^8$	≧ 2 000	10
Magnettrommel	10^7	≧ 200	10
Ferritkerne	10^6	0,5	0,1
dünne magnetische Schichten	$10^5 \ldots 10^9$	0,01…1	
Halbleiterelemente (Einsatz…Perspektive)	$10^4 \ldots 10^8$	0,1	0,01…0,1
Kryotechnik	≧ 10^5	0,1	0,01

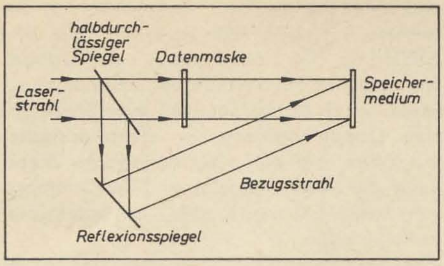


Bild 3: Prinzip der holografischen Speicherung

rung in analoger Form gezählt werden. Auch hier verwendet man zur eigentlichen Datenspeicherung digitale Verfahren, wobei die zu speichernde Datenmaske durch eine entsprechende Verkleinerungsoptik auf dem Speichermedium abgebildet wird. Die heute erzielbaren Speicherdichten liegen bei 10^5 bit/mm^2 für flächenhafte Datenträger und bei 10^7 bit/mm^3 für Volumenspeicher.

Neben fotografischen wurden bei der lokalisierten optischen Datenspeicherung auch andere Speichermedien entwickelt. Hierzu zählt eine magnetooptische Speicherschicht, die aus kleinen Inseln aus einem ferrimagnetischen Gadolinium-Eisengranat besteht, die jeweils etwa 5 μm über das einkristalline Substrat herausragen. Die einzelnen Inseln dienen zur Speicherung eines Informationsbits. Sie sind mit einer Fotoleiterschicht zwischen transparenten Elektroden bedeckt, die die optische Schaltempfindlichkeit des Speichermediums erhöhen. Schreiben und Löschen von Informationen entsprechen der Ausrichtung einer Untergittermagnetisierung in der gerade belichteten Speicherzelle durch ein von außen angelegtes Magnetfeld. Beim Einschreiben der Informationen bewirkt der ansteuernde Laserstrahl örtlich im Fotoleiter die notwendige Erwärmung. Zum Auslesen der Daten wird der Faraday-Effekt ausgenutzt. Das magnetooptische Speichermedium kann als Baustein für optische Massenspeicher mit einer Speicherkapazität von 10^8 bit dienen. Ein wahlfreier Zugriff mit einer Zykluszeit von etwa 100 μs ist möglich.

Es werden neben neuen Speichermedien auch herkömmliche Filmspeicher zusammen mit der Laseranwendung weiterentwickelt. Als Laser werden Halbleiterinjektionslaser eingesetzt, die die bisher üblichen Gas-Laser ersetzen und sich direkt modulieren lassen. Der modulierte Laserstrahl wird aufgeweitet und gelangt über eine Optik auf eine Abtasteinrichtung, die ihn über die Breite des als Speichermedium dienenden Rollfilmes ablenkt. Zur Ablenkung dient ein rotierender Polygonspiegel. Der Film wird durch den Laserstrahl in Querspuren ähnlich der Querspur-Magnetaufzeichnung belichtet. Zur Wiedergabe wird der entwickelte und fixierte Film erneut von einem Laserstrahl abgetastet, der diesmal selbst unmoduliert ist und durch die entsprechend den gespeicherten Daten unterschiedliche Filmdurchlässigkeit beeinflußt wird. Das somit die Information enthaltende Laserlicht gelangt auf einen Fotodetektor und wird in ein elektrisches Signal umgewandelt.

Eine andere Variante zur optischen Datenspeicherung arbeitet mit einem plattenförmigen Speichermedium, das bei einem Plattendurchmesser von 30 cm bis zu 10^{10} bit speichern kann. Bei der Aufzeichnung brennt ein Laserstrahl Löcher im Durchmesser von 1 μm in eine Schicht, die aus einem tellurhaltigen Werkstoff besteht. Die gespeicherten Daten lassen sich durch ihre Reflexionseigenschaften gegenüber unbeeinflußten Stellen auf dem Speichermedium wieder auslesen. Dazu dient wiederum zusammen mit einem optischen Abtastsystem ein Laserstrahl. Dieser optische Plattenspeicher ähnelt in seinem Prinzip der optischen Bildplatte. Allerdings wird hier eine vorgeprägte Spur verwendet, deren Tiefe 1/8 der Laserlichtwellenlänge entspricht. Damit kann das optische Abtastsystem der eingeprägten Rille folgen, unabhängig davon, ob bereits Daten eingeschrieben wurden oder nicht. Die Platte trägt je Seite 42000 Spiralspuren, jede Spur besitzt 128 Sektoren, wobei jeder Sektor einen Adressenvorspann aufweist, der einen entsprechenden Zugriff zu den Daten gewährleistet.

Holografische Speicherverfahren

Bei der holografischen Datenspeicherung werden nicht Bilder eines Objektes, sondern die vom Objekt hervorgerufenen Wellen gespeichert und rekonstruiert. Die Wellenfelder ergeben sich aus der Interferenz einer Objektwelle mit einer Referenzwelle (Bezugswelle). Die holografische Datenspeicherung konnte erst durch die Entwicklung leistungsfähiger kohärenter Lichtquellen, der Laser, für die optische Datenspeicherung in Betracht kommen, wo sie neue Möglichkeiten eröffnet.

Zur holografischen Datenspeicherung werden die Daten in Gruppen von Bits auf einer größeren Speicherfläche eingeschrieben, wobei sich die einzelnen Bits anschließend nicht mehr lokalisieren lassen. Auch hier kann die eigentliche Speicherung in analoger oder digitaler Form vorgenommen werden. Die holografische Analogspeicherung entspricht dabei der konventionellen Mikrobildspeicherung, bei der die Daten verkleinert, aber nicht verändert werden. Bei der digitalen holografischen Speicherung nimmt man eine Digitalisierung der zunächst analog vorliegenden Daten vor. Die Holografie hat den Vorteil, daß durch eine Überlagerung von mehreren Hologrammen auf dem Speichermedium die Speicherdichte erhöht werden kann.

Im Bild 3 ist das Prinzip der holografischen Datenspeicherung dargestellt. Der aus dem Laser austretende Laserstrahl wird durch einen Strahlenteiler in zwei Teilstrahlen aufgespaltet. Ein Strahl beleuchtet dabei das Objekt (datentragende Einrichtung) und wird über eine Optik auf dem Speichermedium fokussiert. Der zweite Strahl gelangt unbeeinflußt auf das Speichermedium. Die Interferenz zwischen beiden Strahlen sorgt für den Aufbau eines Hologramms im Speichermedium. Zur Wiedergabe kann das Hologramm mit dem Referenzstrahl ausgelesen werden, und der dabei entstehende gebeugte Strahl stellt eine getreue Abbildung des durch die Objektinformation modulierten Objektstrahles dar. Eine Optik bildet die aufgenommenen Daten auf einem Detektorsystem ab.

Da jedes Datenbit verteilt im Speichermedium gespeichert war, wird es trotz einer eventuellen Beschädigung des Speichermediums auswertbar wiedergegeben. Ist die Dicke des Speichermediums größer als die Interferenzstreifenperiode des Hologramms, können unterschiedliche Hologramme übereinandergeschrieben, jedoch getrennt ausgelesen werden. Die im Bild 3 als Objekt bezeichnete Datenmaske kann nach der Aufzeichnung durch eine neue ersetzt bzw. das auf ihr befindliche Datenmuster verändert werden. Hier können z. B. Flüssigkristalle mit Matrixsteuerung verwendet werden.

Beim blockorganisierten Festwertspeicher enthält die Datenmaske einen Informationsblock in Form einer flächenhaften Verteilung von lichtdurchlässigen und lichtundurchlässigen Rasterpunkten. Dieser Informationsblock wird auf dem Speichermedium in Form eines sogenannten Unterhologramms (Subhologramm) abgebildet (Bild 4). Mit Hilfe geeigneter Laserstrahlablenkvorrichtungen läßt es sich auf einer be-

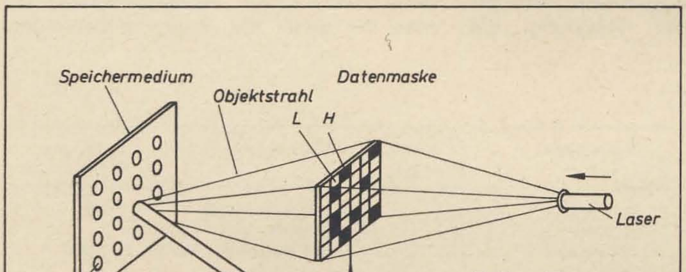


Bild 4: Blockorientierter holografischer Datenspeicher

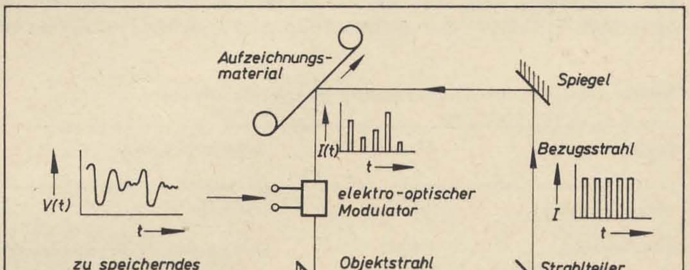


Bild 5: Bitorientierter holografischer Datenspeicher

liebigen Stelle des Speichermediums anordnen. Dazu wird die Datenmaske unter gleichzeitiger Nachführung des Referenzstrahles vom Objektstrahl aus unterschiedlichen Richtungen durchleuchtet. Auf diese Weise wird das flächenförmige Speichermedium mit einer relativ großen Anzahl von Unterhologrammen belegt, die jeweils einen Informationsblock enthalten. Eine Speicherplatte kann zwischen 1 000 und 10 000 Unterhologramme aufnehmen. Auch hier wird die Datenmaske nach Übertragung des auf ihr befindlichen Informationsblocks ausgewechselt oder ihr Inhalt elektronisch verändert. Bei der Wiedergabe wird wieder ein Laserstrahl verwendet, der über geeignete Ablenkeinrichtungen auf das betreffende Unterhologramm gerichtet wird und die in ihm gespeicherten Daten auf eine Detektormatrix überträgt.

Die zu speichernden Daten lassen sich ähnlich wie bei den magnetischen Band-, Platten- und Trommelspeichern auch sequentiell holografisch in kleinen schmalen Spuren aufzeichnen. Man spricht dann auch von einer bitorganisierten holografischen Datenspeicherung. Der bitorganisierte holografische Datenspeicher (Bandspeicher) arbeitet mit einem gepulsten Objektstrahl, auf den die zu speichernden Daten aufmoduliert werden. Auf dem Speichermedium interferiert der Objektstrahl mit einem synchron gepulsten und unmodulierten Referenzstrahl. Jeder Tastimpuls wird somit als ein schmales und linienhaftes Hologramm auf dem Speichermedium aufgezeichnet. Bei der Wiedergabe durchläuft das Speichermedium den Wiedergabestrahl, wobei eine Bildpunktfolge entsteht, die auf einen Fotodetektor gelangt. Bild 5 zeigt das Prinzip des holografischen Bandspeichers.

Komponenten für die optische Datenspeicherung

An Strahlungsquellen werden zur optischen Datenspeicherung leistungsstarke Gas-Laser benutzt, in jüngster Zeit greift man durch die Erfolge auf dem Gebiet der Halbleitertechnik immer mehr auf Halbleiterinjektionslaser zurück. Der von Gaslasern ausgehende Laserstrahl kann mit Hilfe des elektrooptischen Effektes extern moduliert werden. Vorteilhaft bei der Verwendung von Halbleiterinjektionslasern ist die Tatsache, daß hier eine interne Modulation über den Laserdiodenstrom vorgenommen werden kann. Weiterhin ist eine externe Modulation auch mit Hilfe des akustooptischen Effektes möglich.

Zur Strahlablenkung kommen in schnellen optischen Speichern nur nichtmechanische Systeme in Betracht, wobei man auch hier auf den elektrooptischen und den akustooptischen Effekt zurückgreift. Beim linearen elektrooptischen Effekt (Pockels-Effekt) ändert sich die Brechzahl des betreffenden Ablenkmediums proportional zur Feldstärke eines äußeren elektrischen Feldes, während beim quadratischen elektrooptischen Effekt (Kerr-Effekt) eine quadratische Abhängigkeit zur Feldstärke vorliegt.

Das Ablenk- oder Abtastsystem hat die Aufgabe, ein Abtasten der Speicherplätze auf dem Speichermedium mit Hilfe des Laserstrahles zu ermöglichen. Hierbei werden hohe Anforderungen an die Positioniergenauigkeit gestellt, da die einzelnen Speicherpositionen beliebig oft reproduzierbar sein müssen. Analoge Ablenkverfahren arbeiten mit einer kontinuierlichen Ablenkung des Laserstrahles in Abhängigkeit von der Größe des ansteuernden Signales. Bei digitalen Ablenkverfahren wird der Strahl schrittweise zwischen diskreten Richtungen in Abhängigkeit von einem binären Signal geschaltet. Sie gestatten eine höhere Richtgenauigkeit und werden zur digitalen optischen Datenspeicherung verwendet. Hierbei greift man auf den quadratischen elektrooptischen Effekt zurück. Um eine Vielzahl von Speicherplätzen abtasten zu können, muß der Laserstrahl eine Vielzahl von Richtungen einnehmen können. Hierzu dienen Abtastsysteme, die aus mehreren hintereinandergeschalteten einzelnen Ablenkeinheiten bestehen. Auf diese Weise lassen sich z. Z. $10^5 \ldots 10^6$ Speicherplätze je Sekunde abtasten.

Bei Ablenksystemen, die nach dem akustooptischen Effekt arbeiten, erzeugt eine Ultraschallwelle im Ablenkmedium Verdichtungen und Verdünnungen, die als optisches Gitter aufgefaßt werden können und eine Ablenkung eines einfallenden Laserstrahles gewährleisten. Die erzielbare Ablenkung ist abhängig von der Frequenz des Ultraschallfeldes im Ablenkmedium. Akustooptische Ablenkverfahren haben gegenüber elektrooptischen den Vorteil, daß zur zweidimensionalen Lichtablenkung nur zwei Ablenkstufen erforderlich sind. Die Anzahl der auslösbaren Strahlrichtungen ist etwa 10^6.

Ein wesentliches Bauelement einer optischen Datenspeichereinrichtung ist der Dateneingabewandler. Dabei reicht im allgemeinen bei einem Festwertspeicher ein mechanischer Wechsel der Datenmasken aus. In einem Schreib-Lese-Speicher, dessen Inhalt innerhalb von Mikro- bis Millisekunden geändert werden soll, sind dazu elektronisch schaltbare optische Bauelemente zur schnellen Dateneingabe notwendig, die aus einer Vielzahl von zu schaltenden Elementen bestehen. Hier kann man auf eine Steuerung der Lichtstreuung oder Doppelbrechung in Flüssigkristallen oder in ferroelektrischen Keramiken, auf eine Steuerung der Doppelbrechung in elektrooptischen Kristallen, auf eine elektrostatische Steuerung der Wölbung dünner Metallmembranen sowie auf akustooptische Modulatoren zurückgreifen.

Die erzielbaren Parameter optischer Datenspeicher werden vom Speichermedium (Tafel 2) und seinen Eigenschaften entscheidend mitbestimmt. Das Speichermedium setzt die beim Einschreiben der Daten erzeugte Lichtverteilung in eine bleibende gespeicherte Verteilung seiner optischen Eigenschaften um. Homogenität des Speichermediums, Langzeitstabilität, Ermüdungsfreiheit, hohes Auflösungsvermögen (1 000 Linien/mm) zur Gewährleistung hoher Speicherdichten, schnelles Einschreiben und zerstörungsfreies Auslesen sind Forderungen, die an optische Speichermedien gestellt werden und die es in ihrer Gesamtheit zu verbessern gilt.

Neben den bekannten fotografischen Speichermedien (Fotomaterialien), die die Intensität des Lichtes in eine Schwärzung auf dem Speichermedium umsetzen, haben sich im Laufe der Entwicklung neue Speichermedien als vorteilhaft erwiesen, die zum Teil löschbar sind.

In magnetooptischen Speichermedien wird die Magnetisierung der Speicherschicht beim Einschreiben der Daten durch lokales Erhitzen über die Curie-Temperatur umgeschaltet. Beim Lesen nutzt man den magnetooptischen Faraday- oder den optoelektronischen Kerr-Effekt aus. Mit dem Curie-Verfahren lassen sich Aufzeichnungsgeschwindigkeiten in der Größenordnung von 10^5 bit/s erzielen. Eine Löschung der gespeicherten Daten kann mit Hilfe eines äußeren Magnetfeldes vorgenommen werden. Die Erwärmung bedingt hier eine relativ lange Aufzeichnungsdauer bzw. einen intensiven Laserstrahl. Dagegen kommt die Kompensationsaufzeichnung mit geringerer Laserintensität aus.

Die Dateneinspeicherung bei elektrooptischen Speichermedien beruht auf der optischen Anregung und der nachfolgenden Drift oder Diffusion von Elektronen, die von lokalisierten Zentren ausgehen. Dabei wird eine Brechungszahlmodulation im Medium erzeugt. Es handelt sich hierbei um transparente elektrooptische Kristalle, die auch Volumen-Phasenhologramme aufnehmen können.

Beim fotochromen Speichermedium nutzt man die durch die Strahlung hervorgeru-

Tafel 2: Übersicht über Speichermedien für optische Speicher

Speichermedium	Material	Aufzeichnungsart	Schreibzeit	Beleuchtung in mJ/cm²	Löschung	Auflösung in Linien/mm
magnetooptisch	MnBi	Erhitzen	0,1...1 µs, ≦ 50 ns	10	Mikrosekundenbereich	1 000
elektrooptisch	$LiNbO_3$, $BaTiO_3$	optisch induzierte Ladungstrennung	Sekundenbereich	$10^3 \ldots 10^5$	wie Aufzeichnung	≈ 1 500
fotochrom		optisch induzierte Ladungsübertragung	Mikrosekundenbereich	50	wie Aufzeichnung	10 000
ferroelektrische Fotoleiterstrukturen	Wismuttitanat	optisch moduliertes ferroelektrisches Schalten	Millisekundenbereich		wie Aufzeichnung	800
thermoplastisch	organische Fotoleiter, CdS im Thermoplast	Oberflächendeformation	Millisekundenbereich	0,01	Erwärmung	1 000
Metallfilm	Bi	Verdampfen	20 ns		Verdampfen	1 000
Fotomaterial	Silberhalogenide	Belichtung		$10^{-4} \ldots 10^{-1}$	—	3 000

fene Änderung des Absorptionsverhaltens aus. Diese Absorptionsänderung ist mit einem Farbwechsel unter dem Einfluß der einschreibenden optischen Strahlung verbunden. Dabei erzeugt Licht einer bestimmten Wellenlänge einen Farbwechsel, Licht einer anderen Wellenlänge führt das Speichermedium auf seinen Ausgangszustand zurück.
Thermoplastische Speichermedien nutzen die Verformung dünner, elektrisch geladener Schichten aus. Sie arbeiten mit einem fotoleitenden Material, das entweder im Thermoplast feinverteilt oder als Schicht unterlegt ist. Die vor der Aufnahme erfolgte Aufladung wird durch die belichtende Aufzeichnung entsprechend verändert. Zur Entwicklung muß das Medium erwärmt werden, wobei die elektrostatischen Kräfte die Schichtoberfläche deformieren.
In jüngster Zeit haben als Speichermedium Metallfilme an Bedeutung gewonnen. Zum Einschreiben der Daten ist ein hochkonzentrierter Laserstrahl erforderlich, der die Temperatur des Metalls bis zu seinem Verdampfungspunkt erhöht. Die Oberflächenverdampfung ist dabei annähernd proportional der Intensität des absorbierten Lichtes. Zum Abtasten der gespeicherten Daten wird ebenfalls wieder ein Laserstrahl benutzt.

Tendenzen

Optische Massenspeicher befinden sich z. Z. noch im Forschungs- und Entwicklungsstadium. Es wird eingeschätzt, daß sie günstige Eigenschaften zum Aufbau zukünftiger Massenspeicher aufweisen. Funktionsmuster schneller, blockorganisierter holografischer Festwertspeicher weisen Speicherkapazitäten bis zu 10^8 bit und veränderliche Speicher bis zu 10^6 bit/Datenträger auf. Eine weitere Erhöhung der Speicherkapazität ist einerseits möglich, wenn der Gesamtspeicher aus einer größeren Anzahl von Moduln besteht, wobei einzelne Komponenten zur Aufzeichnung und Wiedergabe mehrfach genutzt werden können. Andererseits läßt sich das zur Verfügung stehende Speichermedium durch Überlagern von Hologrammen ebenfalls mehrfach ausnutzen.
Eine weitere Entwicklungsrichtung der optischen Datenspeicherung wird durch den optischen Assoziativspeicher charakterisiert, der die Daten nicht nach Adressierung des Standortes, sondern nach dem Inhalt sucht. Dazu muß man den Inhalt aller oder einiger Speicherpositionen mit dem gesuchten Inhalt vergleichen und diejenigen Speicherpositionen bestimmen, bei denen eine Übereinstimmung vorliegt. Der Assoziativspeicher ähnelt in der Funktionsweise dem menschlichen Gehirn und arbeitet schneller als auf Adressierung beruhende Speicherverfahren.
Weiterhin wird an der Verbesserung der Speichermedien für die optische Datenspeicherung ständig gearbeitet. Erst kürzlich wurden selbstentwickelnde Fotothermoplaste bekannt, die sich gegenüber herkömmlichen fotothermoplastischen Aufzeichnungsmaterialien durch einen zusätzlichen und mit Kupfer dotiertem Kadmiumsulfid-Fotoleiter unterscheiden. Durch die Belichtung dieses niederohmigen CdS-Fotoleiters entsteht ein so hoher Fotostrom, daß ausreichend Wärme für die Entwicklung des Hologramms vorhanden ist. Der kombinierte Belichtungs- und Entwicklungsprozeß erfordert weniger als 100 μs Zeitdauer.

Literatur

[1] Schilling, H.: Physik strahlgesteuerter Informationsspeicher. Berlin: Akademie-Verlag 1975
[2] Roddy, J. E.: Wideband signal recording on film using (AlGa)As CW injection lasers. RCA Review 36 (1975) H. 4, S. 744–758
[3] 10^{10} bit auf einer Platte optisch gespeichert. Elektronik 27 (1978) H. 15, S. 31–34
[4] Heitmann, H.; u. a.: MOPS, eine magnetooptische Speicherschicht zur lokalisierten Informationsspeicherung. Philips Technische Rundschau 37 (1977/78) H. 8, S. 214–224
[5] Goldmann, G.: Holographische Datenspeicherung. feinwerktechnik & micronic 78 (1974) H. 2, S. 57–63
[6] Eschler, E.: Holographische Massenspeicher. Funktechnik 29 (1974) H. 13, S. 453–456; H. 14, S. 497–500
[7] Kurz, H.: Lithiumniobat als Material für die holografische Informationsspeicherung. Philips Technische Rundschau 37 (1977/78) H. 5/6, S. 121–133.
[8] Garelli, D.: Optische Assoziativspeicher. Elektrotechnik 57 (1975) H. 7, S. 30 und 32
[9] Hinz, W.; Freyer, R.: Informationsübertragung zur Erzeugung von Reliefstrukturen auf thermoplastischen Aufzeichnungsträgern. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 2, S. 70–73
[10] Killat, U.; Rabe, G.; Terrel, D. R.: Photothermoplaste als schnelle optische Aufzeichnungsmaterialien. Feinwerktechnik & Messtechnik 87 (1979) H. 2, S. 59–64

Multivisionsschau anläßlich der „Berliner Tage" in Moskau

Im Rahmen der „Berliner Tage" 1979 in Moskau gestaltete der VEB Werk für Fernsehelektronik in seinem Partnerbetrieb in Moskau eine Ausstellung, bei der die Multivisionsschau eine zentrale Funktion hatte. Ihre Entwicklung erfolgte kurzfristig im Rahmen einer Neuerervereinbarung im VEB Werk für Fernsehelektronik. Bild 1 zeigt die benötigten Geräte.
Bild 2 zeigt das Prinzip einer Multivisionsschau. Die Bildwand ist im vorliegenden Fall in vier Flächen aufgeteilt. Auf jede der Einzelflächen (1, 2, 3, 4) der Bildwand projizieren jeweils zwei zugeordnete Projektoren A und B wechselweise ein Dia. Mit den zwei Projektoren A und B erreicht man, daß der Bildwechsel auf den Einzelflächen ohne störende Dunkelphase erfolgt. Während z. B. der Projektor A1 auf der Einzelfläche 1 ein Dia projiziert, vollzieht der Projektor B1 mit ausgeschalteter Projektionslampe vom Betrachter unbemerkt den Diawechsel. In der nächsten Phase wird die Projektionslampe des Projektors B1 eingeschaltet und gleichzeitig die des Projektors A1 abgeschaltet. Auf der Einzelfläche 1 erscheint somit ohne Übergang das nächste Dia. Nachfolgend nimmt automatisch der Projektor A1 den Diawechsel vor und steht nun mit dem neuen Dia in Bereitschaft.
Die Projektoren A1 bis B4 können unabhängig voneinander durch das Programm der Multivisionsschau gesteuert werden. Dadurch ergibt sich eine lebendige und abwechslungsreiche Präsentation von Bildfolgen.

Möglich sind:

- Projektion eines aus vier Teilbildern zusammengesetzten Gesamtbildes
- vier verschiedene Einzelbilder

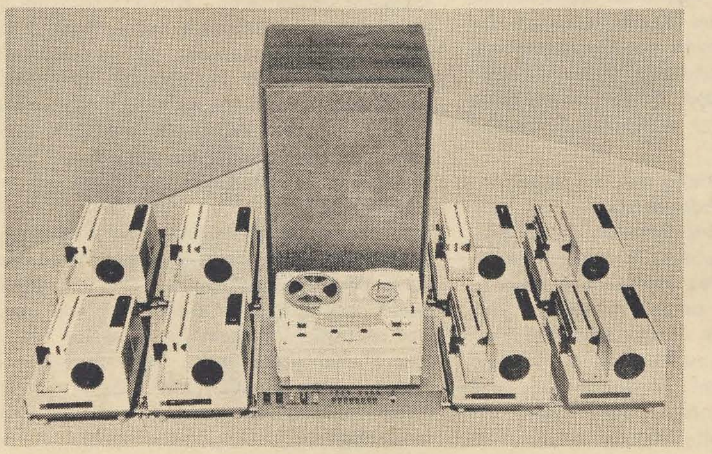


Bild 1: Zusammenstellung der für eine Multivisionsschau benötigten Geräte

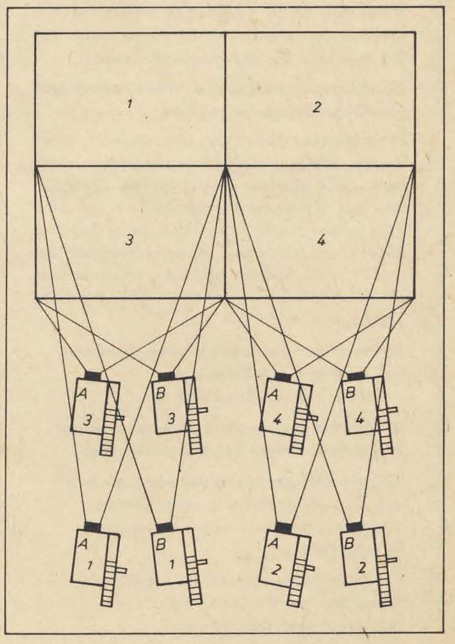


Bild 2: Schematische Darstellung einer Multivision ▶

Aus der
Nachrichtentechnik Elektronik
Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik
Heft 2 (1980)

■ **Varianten zur Optimierung des Empfangsfilters in PCM-Regeneratoren mit hoher Bitrate**

Die Einhaltung einer geforderten Fehlerrate als Gütekriterium bei der digitalen Nachrichtenübertragung führt bei festliegender Sendeimpulsform zum Problem der optimalen Auslegung des Empfangsfilters in den Regeneratoren. Für diese Empfangsfilteroptimierung existieren verschiedene Lösungswege, die in dieser Arbeit vorgestellt werden. Als Gütekriterium wird ein modifiziertes Signal-Rausch-Verhältnis verwendet. Die Ergebnisse werden in Tafeln und Bildern zusammengestellt und zeigen die Überlegenheit der direkten Eigenwertoptimierung gegenüber der Methode mit idealer Kanalübertragungsfunktion.

■ **Laufzeitberechnung in Gradientenfasern**

■ **Der Reduktionsfaktor von Reduktionstransformatoren und seine Abhängigkeit von der Beschaltung des Fernmeldekabels**

■ **Berechnung des elektromagnetischen Einflusses zwischen Einzelleitungen bei schräger Annäherung**

■ **Untersuchung und Berechnung der Schirmdämpfung gewendelter Mehrdrahtschirme**

Es wird eine neue Methode für die Berechnung der Schirmdämpfung von gewendelten Mehrdrahtschirmen vorgestellt. Die Untersuchungsergebnisse der Schirmdämpfung werden in Abhängigkeit von den konstruktiven Parametern der Schirme angegeben.

■ **Nebenstellenanlagen mit Mikroprozessoren – ihre Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit**

■ **Ein Verfahren zum topologischen Entwurf von Multichip-Bausteinen**

Die Multichiptechnik wird eingeordnet zwischen die Halbleiterblocktechnik und die Leiterplattentechnik. Ein Verfahren des rechnergestützten Entwurfs von Multichip-Bausteinen wird dargestellt sowie die Anforderungen an das Verfahren und die Schritte des Lösungsweges erläutert.

■ **Mikrokontaktieren an Wandlerstrukturen von Oberflächenwellenfiltern**

Experimente auf den Substratwerkstoffen Quarz, $LiNO_3$ und PZT-Keramik haben ergeben, daß Wandlerstrukturen von OWF-Filtern mit Ultraschall gebondet werden können, auch wenn sich unter dem Substrat unterschiedlich dicke Miramidschichten befinden. Die Bondparameter sind vom Substratwerkstoff und der Miramid-Schichtdicke abhängig.

■ **Anwendung des Bayesschen Theorems auf die Fehlerlokalisierung in elektronischen Schaltungen**

■ **Bestimmung empfindlichkeitsoptimaler Meßstellen für die Fehlerlokalisierung**

■ **Zuverlässigkeitsanalyse von Systemen der Informationstechnik unter Berücksichtigung des Booleschen Zuverlässigkeitsmodells**

■ **Die mittlere ausfallfreie Arbeitszeit eines Geräts – Probleme zwischen Nachweis- und Garantiewert**

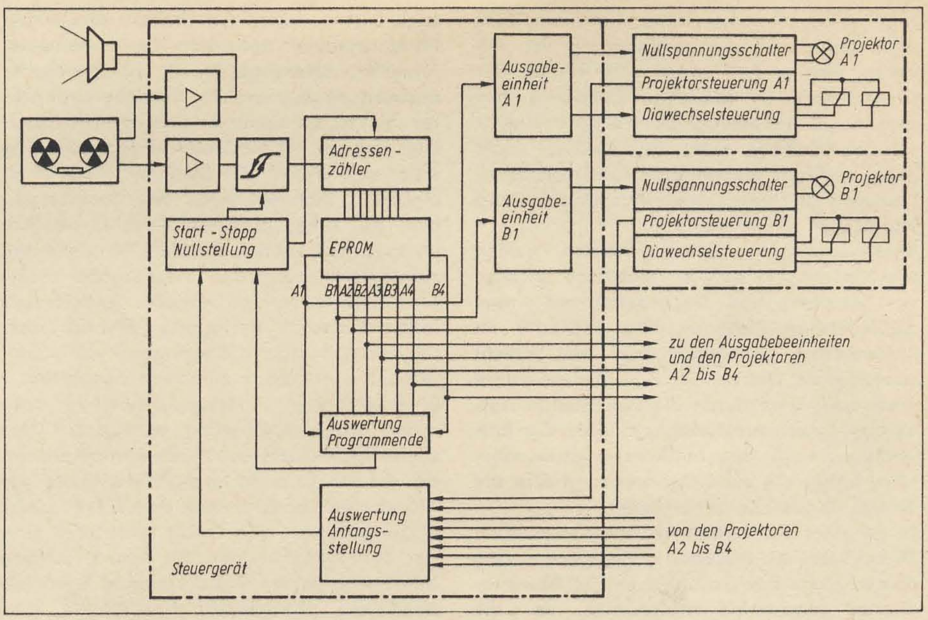


Bild 3: Blockschaltbild der Multivisionsanlage

- ein auf der halben Bildwand aus zwei Einzelbildern zusammengesetztes Bild und zwei Einzelbilder
- ein Bild, zusammengesetzt aus drei Einzelbildern, und ein Einzelbild.

Der Bildwechsel kann für alle vier Projektoren zur gleichen Zeit erfolgen oder sich nur auf einzelne Projektoren erstrecken. Im letzten Fall können, wenn es regiemäßig erforderlich ist, ein oder mehrere Einzelbilder „stehen" bleiben. Auf diese Weise werden wichtige Zusammenhänge gleichzeitig vermittelt und Details deutlicher gemacht. Ein Beispiel:

1. Bild 1 – WF-Werkansicht
2, 3, 4 – wichtige Produkte – Bildröhre, Senderöhre, LED

2. Bild 1 – Fernsehgerät
2 – Bildröhre (wie Bild 2)
3 – Bildröhrenfertigung
4 – Katodenstrahlsystem der Bildröhre.

Einen weiteren gestalterischen Effekt erzielt man, wenn der Diawechsel der Flächen 1, 3, 4 nicht gleichzeitig erfolgt, sondern in sehr kurzen Abständen nacheinander. Es entsteht somit der Eindruck, daß das Gesamtbild um den zentralen Punkt Bildröhre neu aufgebaut wird.

Aufbau des Steuerteils

Das Vierspurtonbandgerät liefert zwei verschiedene Signale. Von einer Spur kommt der Begleitton zu den Diapositiven, von der anderen Spur kommen die Steuerimpulse. Es sind Tonfrequenzimpulse mit einer Länge von etwa 1 s. Diese Schwingungspakete werden verstärkt und zu Rechteckimpulsen umgewandelt.

In der Ausgangsstellung des Steuergerätes (Bild 3) steht der Adressenzähler auf null. Die Adresse null des EPROM ist so programmiert, daß alle acht Ausgänge ein H-Potential führen. Das H-Potential bewirkt, daß bei allen acht zu den Ausgängen des EPROM gehörenden Projektoren die Projektionslampen abgeschaltet sind. Mit dem ersten Impuls vom Tonbandgerät wird durch den Adressenzähler im EPROM die Adresse 1 angewählt. Jetzt führen die vom Multivisionsprogramm vorgegebenen vier EPROM-Ausgänge L-Potential, und die dazugehörigen Projektoren zeigen das erste Diapositiv. Auf der folgenden EPROM-Adresse wechseln jeweils die Ausgänge A und B das Potential, auf deren zugehöriger Projektionsfläche sich ein Diawechsel vollziehen soll.

Der Bildwechsel auf der Projektionsfläche vollzieht sich also mit dem Potentialwechsel zwischen EPROM-Ausgängen A und B. Der Diawechsel im Projektor erfolgt automatisch, wenn der Projektor dunkelgetastet wird. Das bedeutet, wenn der zugehörige EPROM-Ausgang von L-Potential auf H-Potential wechselt. Zwischen dem Potentialsprung und dem eigentlichen Diawechsel ist eine Verzögerungszeit von etwa 3 s einzuhalten. Diese Pause ist erforderlich, um das lange Nachglühen der Projektionslampe zu überbrücken. Wird diese Pause nicht eingehalten, so ist der Diawechsel auf der Projektionsfläche sichtbar und stört empfindlich.

Auf diese Weise werden alle acht Projektoren durch das EPROM gesteuert. Nach der letzten im Multivisionsprogramm enthaltenen Adresse wird eine weitere Adresse so programmiert, daß wie bei der Ausgangsstellung alle EPROM-Ausgänge H-Potential führen. Damit sind am Programmende alle Projektoren dunkel. Gleichzeitig werden die Projektoren umgesteuert und laufen automatisch zum ersten Diapositiv zurück. Jeder Projektor stoppt seinen Rücklauf selbsttätig, wenn das erste Diapositiv erreicht ist, d. h., der Nullstellungskontakt ist geschlossen. Haben alle acht Projektoren ihre Ausgangsstellung erreicht, so wird die gesamte Anlage in den Bereitschaftszustand versetzt, so daß der nächste Impuls vom Tonbandgerät bereits das erste Diapositiv erscheinen läßt.

Für den Rücklauf eines Multivisionsprogramms mit etwa 90 Programmschritten sind etwa 20 s erforderlich, so daß zwischen zwei Durchläufen nur eine Pause von etwa 30 s auftritt. Auf einem Tonband von 500 m Länge sind daher etwa zehn Durchläufe unterzubringen. Während dieser zehn Durchläufe ist ein vollautomatischer Betrieb möglich.

A. Möschwitzer und G. Jorke

Mikroelektronische Schaltkreise

VEB Verlag Technik Berlin 1979
400 Seiten, 421 Bilder, 13 Tafeln
Kunstleder 32,00 Mark
Bestellnummer 552 730 8

Das Buch mit dem Untertitel „Entwurf und Anwendung hochintegrierter Digitalschaltkreise und Mikroprozessoren" behandelt ein breites Spektrum, das vom Störstellenprofil über Bauelementbeschreibung, Schaltungstechniken, Netzwerk- und Logikanalyse, Logikentwurf, Anwendung des 808-Systems bis zum Layoutentwurf reicht.
Im ersten Teil werden die für Digitalschaltkreise wichtigen Bauelemente npn-, pnp-, Enhancement- und Depletion-Transistor mit physikalischen Gleichungen, Ersatzschaltbildern, Kennlinien und Kapazitäten behandelt. Es folgen die Schaltungstechniken p-MOS, n-MOS, CMOS, TTL, I^2L und ECL, bei denen Pegel und Schaltzeiten bestimmt werden. Ein ausführlicher Vergleich der Vor- und Nachteile sowie der Grenzen der einzelnen Schaltungstechniken erfolgt nicht. Die wichtigsten Grundschaltungen der Digitaltechnik (Teiler, Adder, statischer und dynamischer Speicher – auch für CCD –, PLA) werden anhand von Schaltbildern dargestellt, wobei die Beispiele für verschiedene Schaltungstechniken gegeben werden. Nach einem kurzen Abschnitt über nichtlineare Netzwerkanalyse erfolgt eine ausführliche Darlegung der statischen Logiksimulation für kombinatorische und sequentielle Schaltungen. Das verwendete Simulationsprogramm wird mit Beispielen belegt. Es wird die Umsetzung größerer logischer Komplexe und auch dynamischer Schaltungen in die Logiksimulation erläutert. Die dynamische Logiksimulation wird nur kurz gestreift.
Auf 56 Seiten wird der Entwurf digitaler Schaltungen beschrieben. Es werden viele Beispiele – mit ausgeführter Logiksimulation – für typische Anwendungen mit Mikroprozessorschaltkreisen angegeben.
Der vorletzte Abschnitt stellt eine Einführung in das 808-System und besonders dessen Anwendung in Kleinrechnern (z. B. Ansteuerung von Speichern) dar. Auf den letzten 13 Seiten wird der Ablauf der Arbeiten beim Layoutentwurf integrierter Schaltkreise beschrieben.
Dieses Buch ist für Ingenieure und Studenten, die sich einen Einblick in den Schaltungs- und Mikrorechnerentwurf verschaffen wollen, sehr gut geeignet. Es ermöglicht dies, ohne eine Vielzahl von Einzelveröffentlichungen lesen zu müssen. Das Buch ist auch interessant für alle diejenigen, die während ihrer Tätigkeit keine Zeit finden, auch die Entwicklung von Nachbargebieten mit zu verfolgen. Durch die Andeutung vieler Details wird der Umfang der zu bewältigenden Probleme beim Schaltungsentwurf und bei der Schaltkreisanwendung jedem deutlich.

J. Teichmann

F. Beichelt

Effektive Planung prophylaktischer Maßnahmen in der Instandhaltung

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Band 185
VEB Verlag Technik Berlin 1979
72 Seiten, 18 Bilder, 15 Tafeln
Broschur 4,80 Mark
Bestellnummer 552 634 8

Die Realisierung der unterschiedlichsten (technischen, physischen, psychischen) Forderungen an die einzelnen Geräte und Anlagen bedingt, daß immer komplexere Systeme entstehen. Eine effektive Durchführung der verschiedenen Wartungs- und Instandhaltungsmaßnahmen gewinnt somit sowohl unter dem Gesichtspunkt der Erhöhung der Verfügbarkeit dieser Systeme als auch unter ökonomischen Aspekten und aus Sicherheitsgründen immer mehr an Bedeutung. Eine optimale zeitliche Planung von Instandhaltungsmaßnahmen, die prophylaktischen Charakter tragen, ist daher neben anderen Wartungs- und Instandhaltungsstrategien von ständig steigendem praktischem Interesse.

In dem angeführten Buch betrachtet der Autor die Optimierung der zeitlichen Planung prophylaktischer Maßnahmen (Instandhaltungsmaßnahmen). Dabei werden als Optimalitätskriterien die mittleren Betriebskosten je Zeiteinheit und spezielle Zuverlässigkeitskenngrößen (u. a. mittlere Lebensdauer, Verfügbarkeit) herangezogen.
Im Zusammenhang mit den in den Bänden 101 und 159 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK bereits enthaltenen Modellbildungen werden u. a. Instandsetzungsintervalle bei vorgegebenen Verfügbarkeiten berechnet.
Im ersten Kapitel untersucht der Autor die Erneuerung bei Sprungausfällen sowohl für einfache als auch für doublierte Systeme. Ausgehend von der Definition dieser Systeme und der Diskussion wichtiger Kriterien (mittlere Betriebskosten je Zeiteinheit, mittlere Lebensdauer, Verfügbarkeit) werden unterschiedliche Instandsetzungsmaßnahmen betrachtet, z. B. streng periodische Erneuerung, Blockerneuerung mit minimaler Reparatur, Erneuerung bei unterschiedlichen Ausfalltypen.
Besonderes Augenmerk wird der planmäßigen Instandhaltung von Systemen, deren Ausfallverhalten durch Driftausfälle charakterisiert wird, gewidmet. Dieser Themenkreis ist im zweiten Kapitel ausführlich untersucht. Dabei wird auf

- Erneuerungen auf der Grundlage von mittleren Betriebskosten
- Erneuerungen auf der Grundlage von Reparaturkostenlimits
- Erneuerungen auf der Grundlage systemspezifischer Parameter

eingegangen.
Die theoretischen Abhandlungen der beiden Kapitel werden anhand anschaulicher, praxisnaher Beispiele untermauert. Das gibt die Gewähr, daß auch der theoretisch wenig interessierte Leser Erkenntnisse für die praktische Anwendung der Ergebnisse gewinnt.
In Verbindung mit den bereits erschienenen Bänden aus der Reihe AUTOMATISIERUNGSTECHNIK (Bd. 101 und 159) ist mit diesem Buch ein umfassender Überblick über die Grundlagen der Instandhaltung gegeben.

K. Bernstein

V. Risak

Methoden der rationellen Programmentwicklung

BSB B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1978
136 Seiten, 46 Bilder
Karton 22,00 Mark
Bestellnummer 665 940 9

Aus der Reihe der Computermonographien des Hanser-Verlages legt Teubner diese Lizenzausgabe vor, die in eine recht fühlbare Lücke des bisherigen Angebotes an EDV-Literatur trifft.
Die ingenieurmäßig betriebene Programmentwicklung (Software Engineering) mit dem deutlich hervorgehobenen Schwerpunkt der „Programmfertigung im industriellen Maßstab" ist für den Brückenschlag zwischen rezeptartiger Programmier-

---

Fortsetzung von Seite 128

Umrüstung der Projektoren

Zur Diaprojektion eignet sich der handelsübliche Projektor Aspectomat J 24 B. Dieser Projektor wurde so verändert, daß eine elektronische Steuerung der Funktionen hell – dunkel, Vorlauf, Rücklauf und Weiterschalten gewährleistet ist. Die Funktion der Lampensteuerung übernimmt ein Nullspannungsschalter, der ein störungsfreies Ein- und Ausschalten der Projektionslampen garantiert. Die Zugmagneten, die ein Weiterschalten – entweder vorwärts oder rückwärts – bewirken, erhielten ebenfalls elektronische Schaltglieder. Weiterhin ist im Projektor ein Kontakt eingebaut, der geschlossen wird, wenn das erste Diapositiv im Projektor eingeschoben ist.

Betriebserfahrungen

Beim Dauerbetrieb dieser Anlage stellte sich als häufigste Ausfallursache die Projektionslampe und der Antriebsriemen für den Lüfter heraus. Der Ausfall der Projektionslampe ist unkritisch, da er sofort zu erkennen ist. Dagegen kann der Ausfall des Lüfters, da er visuell nicht zu erkennen ist, erhebliche Schäden am Projektor und an den Diapositiven nach sich ziehen.

Ing. Wilfried Regel und Ing. Burkhard Standfuß

BESTELLSCHEIN

VT

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Grundlagen der elektrischen Meßtechnik

R. Drachsel

6., durchgesehene Auflage,
288 Seiten, 265 Bilder, 9 Tafeln
Leinen 19,00 Mark
Bestellnummer 552 138 7 ______

Berechnung elektrischer Stromkreise

Arbeitsbuch
Hochschulliteratur
143 Aufgaben mit Lösungen
K. Lunze

11., stark überarbeitete Auflage,
312 Seiten, 2 Beilagen, zahlreiche Bilder
Kunstleder 25,50 Mark
Bestellnummer 552 757 8 ______

Einführung in die Elektrotechnik

Lehrbuch
Hchschulliteratur
K. Lunze

7., unveränderte Auflage,
320 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 20,00 Mark
Bestellnummer 552 607 3 ______

Taschenbuch Elektrotechnik

Band 4, Systeme der Informationstechnik
E. Philippow

1. Auflage, 972 Seiten, 986 Bilder,
205 Tafeln
Kunstleder 30,00 Mark
Bestellnummer 552 714 8 ______

Halbleiterelektronik

Lehrbuch
A. Möschwitzer, K. Lunze

4., bearbeitete Auflage,
576 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 35,00 Mark
Bestellnummer 552 751 9 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

______

______

______

______

______

______
Name, Vorname

______
Postleitzahl, Wohnort

______
Straße, Hausnummer

______
Datum, Unterschrift

praxis und der theoretischen Informatorik (Computer-Science) berufen. Der Autor hat sich das Ziel gesetzt, bei der Vorstellung einer Reihe von Methoden der rationellen Programmentwicklung insbesondere auf die bestehenden technischen, organisatorischen und wirtschaftlichen Randbedingungen ihrer Anwendung einzugehen. Ohne Beschönigung wird auch konstatiert, daß eine geschlossene Theorie des Sachgebietes zwar derzeit noch fehle, daß ein guter Programmierstil aber von Anfang an erreichbar und nicht mehr länger eine „Kunst" sei. Dies alles kann der Sachkundige vielleicht als kleinen Hieb gegen den Mythos um „The Art of Computer Programming" (Knuth) und als Geste für den Gedanken „A Discipline of Programming" (Dijkstra) verstehen.

Die der Einführung folgenden neun Sachkapitel des Buches, die in sich relativ abgeschlossen und daher auch einzeln lesbar sind, lassen sich zu zwei großen Abteilungen zusammenfassen: Voraussetzungen (Kapitel 2 bis 5) und Strategien (Kapitel 6 bis 10) der Programmentwicklung. In der ersten Abteilung über Methoden der Speicherorganisation (Kap. 2), Berücksichtigung von Zeitbedingungen (Kap. 3), Maschinenunabhängigkeit von Programmen (Kap. 4) und Auswahl der Programmiersprache (Kap. 5) werden beim Leser allerdings erhebliche Vorkenntnisse (mindestens eine EDV-Grundausbildung) angenommen, so z. B. über virtuelle Speicher, Echtzeitarbeit, Betriebssystemkomponenten, Simulationsebenen und höhere Programmiersprachen. Ratschläge und Forderungen bleiben jedoch auch hier praktisch, konsequent und durchsichtig: Kostendenken, Ausschöpfen erst aller globalen Maßnahmen (z. B. zur Verringerung der Rechenzeit) vor lokalen Verbesserungen, keinerlei Programmiertricks!

Die zweite Abteilung des Buches ist in gewissem Sinne eine Art Handbuch mit Nachschlagecharakter. Kapitel 6 über Strukturierte Programmierung geht vom Prinzip der systematischen Beherrschung der Komplexität aus. Zur schrittweisen Verfeinerung mit erlaubten Ablaufstrukturen wird der Apparat der Nassi-Shneiderman-Struktogramme geboten und auf die Datenstrukturierung nach Hoare eingegangen. Kapitel 7 über konzentrierte Logik behandelt Programme, die nach dem Prinzip der Trennung von Entscheidungen und Aktionen aufgebaut sind und deren Steuerteil in interpretierender oder kompilativer Technik realisiert werden kann. Den Umgang des Anwenders mit einem Programm durch Bedienung und Meldungsausgabe, die sich auch wirklich an den Bedürfnissen des Anwenders orientieren, skizziert Kapitel 8. Das umfangreichste 9. Kapitel ist dem Programmtest gewidmet, der von vornherein in die Programmplanung einzubeziehen ist. An Teststrategien werden Testmakros, dynamische Ablaufverfolger und Speicherabzüge besprochen. Der sehr einprägsame § 9.6 erläutert die Konsequenzen aus steigendem Testkomfort. Das Schlußkapitel stellt die Anforderungen an die Dokumentation unter den verschiedenen Aspekten einer „Mensch-Maschine-Schnittstelle" zusammen.

Eine wesentliche Bereicherung des Buches sind die kapitelweise eingestreuten 140 Literaturangaben (davon entfallen allein 30 auf das Jahr 1973, 32 auf 1974 und 19 auf 1975), denn vielerorts muß die Darstellung konspektiv bleiben (daher z. B. gut geeignet als Vorlage für den Aufbau einer Lehrveranstaltung) und zu den Quellen weiterverweisen. Der Herausgeber hätte jedoch bei der Lizenznahme vereinbaren sollen, daß dieses Quellenverzeichnis um die im Inland zugänglichen bzw. bis zum Redaktionsschluß weitergeführten Angaben ergänzt wird.

Die Gretchenfrage „Wie hältst Du's nun mit der rationellen Programmentwicklung" beantwortet der Autor dem Leser selbst, indem er zu bedenken gibt, daß „man Programmentwicklung nicht allein theoretisch aus Büchern lernen kann, sondern daß erst die konsequente Anwendung in der Praxis das volle Verständnis für die dabei auftretenden Probleme und ihre Beherrschung sicherstellt".

W. Herrmann

H. P. Petin

Verstärker, Generatoren und Stabilisatoren mit Transistoren

(Tranzistornye usiliteli, generatory i stabilizatory)

Populärwissenschaftliche Radiobibliothek
Band 962
In russischer Sprache
Verlag Energija Moskau 1978
48 Seiten, 41 Bilder
Broschur 1,25 Mark

Diese Broschüre liegt in der zweiten, überarbeiteten und erweiterten Auflage vor. Der Autor beschreibt in sehr anschaulicher und übersichtlicher Weise die Funktion und die Besonderheiten häufig anzutreffender elektronischer Grundschaltungen. Auf Ableitungen und Beweisführungen wird völlig verzichtet. Einige wenige Formeln werden zur Abschätzung der Verstärkung, der Gegenkopplung und der Verlustleistung angegeben. Damit erfüllt die Broschüre völlig die Ansprüche einer populärwissenschaftlichen Radiobibliothek.

Die typischen Schaltungsvertreter einer Klasse werden an dimensionierten, mit diskreten Bauelementen aufgebauten Beispielen diskutiert. Es sind ausnahmslos Bauelemente sowjetischer Produktion vorgesehen. Der Leser erfährt etwas über die erreichten elektrischen Kennwerte wie Bandbreite, Verstärkung, Stabilität gegenüber äußeren Einflüssen u. a. m.

Die Vorteile der mit diskreten Bauelementen entworfenen Schaltungen nutzend, werden sowohl komplementäre als auch bipolare und unipolare Transistoren gemischt eingesetzt. Der Autor weist nach, daß dadurch in bestimmten Einsatzfällen wesentliche Vorteile erreicht werden. Als Beispiel soll ein Verstärker mit hohem Eingangswiderstand (ein FET als erste Stufe) genannt werden. Folgende Grundschaltungen wurden berücksichtigt:

Vor- und Leistungsverstärker
Selektivverstärker
Sinusgeneratoren mit LC- und RC-Kreis
Regelschaltungen (Temperatur, Versorgungsspannung).

Die Broschüre ist Elektronikinteressierten, die sich in die genannte Schaltungsproblematik einarbeiten wollen, zu empfehlen.

G. Turinsky

Nanosekunden-Impulsformer

Schaltungen zur Formung von bestimmten Impulsen aus nahezu beliebigen Wechselspannungen werden vor allem in der Meßtechnik benötigt. So wird beispielsweise eine solche Schaltung am Triggereingang eines Zählers oder Oszillografen benötigt. Da gleichzeitig die Verarbeitung eines breiten Frequenzbereiches gefordert wird, sind spezielle Schaltungslösungen notwendig. Aus der Zeitschrift Pribory i technika eksperimenta (1978) H. 5, S. 134 und 135, ist ein Impulsformer bekannt, der aus annähernd sinusförmigen Wechselspannungen mit einer Folgefrequenz bis 40 MHz Impulse mit einer Dauer kleiner 3,5 ns formt. An einem Lastwiderstand von $R_L = 50\ \Omega$ beträgt die Impulsamplitude mindestens 4,5 V. Wie der Stromlaufplan im Bild 1 zeigt, unterscheidet sich der Impulsformer kaum von der Schaltung eines Sperrschwingers. Wie bei diesem wird auch hier die starke Mitkopplung vom Kollektor- auf den Basiskreis über einen Impulstransformator ausgenutzt.

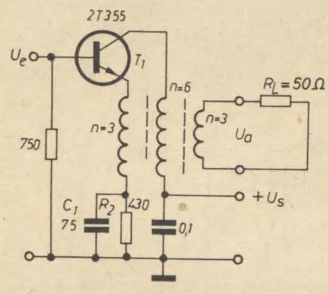


Bild 1: Stromlaufplan des Impulsformers

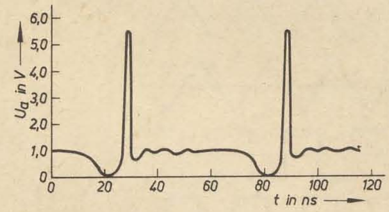


Bild 2: Impulsdiagramm am Ausgang an einem Lastwiderstand von $R_L = 50\ \Omega$

Im nicht angesteuerten Zustand liegt die Basis des Transistors über den 750-Ω-Widerstand an Masse; T_1 ist stromlos. Durch jede ansteigende Eingangsflanke wird ab einem bestimmten Spannungswert T_1 stromführend. Zu diesem Zeitpunkt setzt die Funktion des Sperrschwingers ein. Am Ende des erreichten maximalen Kollektorstromes durch den Transistor gelangt der Ferritkern in die Sättigung, und die ansteigende Spannung am Ladekondensator C_1 sperrt den Transistor. Da dieser Vorgang durch die Eingangswechselspannung wiederholt ausgelöst wird, besteht der Kollektorstrom aus kurzen Nadelimpulsen mit einer Folgefrequenz, die der Folgefrequenz der Eingangsspannung entspricht.

Bild 2 zeigt die an einem Lastwiderstand $R_L = 50\ \Omega$ abnehmbaren Impulse. Die Nadelimpulsdauer hängt von den Parametern des Impulstransformators ab, sie ist unabhängig von den Transistorgrößen.

Es ist zu bemerken, daß der Impulsformer bei hohen Folgefrequenzen nicht wie ein Sperrschwinger arbeitet, sondern wie ein mitgekoppelter Begrenzerverstärker. Das bestätigt sich darin, daß in diesem Fall die Amplitude der Nadelimpulse der Amplitude der angelegten Wechselspannung proportional ist. Der Impulsformer arbeitet zuverlässig ohne Abschirmung und Sondermaßnahmen bis 20 MHz. Im Frequenzbereich von 20...40 MHz sind ein sorgfältiger Aufbau und Stabilisierungsmaßnahmen un-

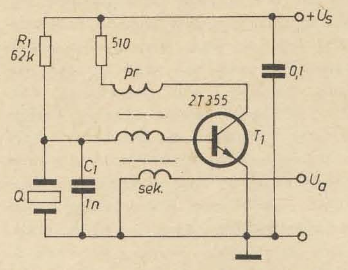


Bild 3: Impulsformerschaltung mit quarzstabilisierter Ausgangsfrequenz

umgänglich. Wird das nicht beachtet, so ist es leicht möglich, daß der Impulsformer die Frequenz teilt.

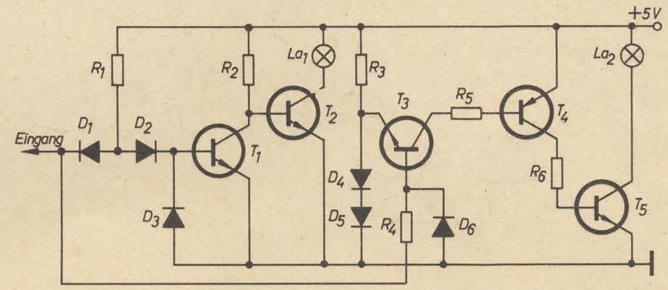
Eine Schaltungsmaßnahme besteht darin, die Folgefrequenz durch einen Quarz zu stabilisieren. Die Schaltung dazu zeigt Bild 3. Hier wird ebenfalls die starke Mitkopplung zwischen Kollektor- und Basiskreis ausgenutzt. Die Primärwicklung liegt in Reihe mit dem Kollektorwiderstand, während die Sekundärwicklung von der Basis zum Quarz Q geschaltet ist. Über eine Auskoppelwicklung stehen die Nadelimpulse zur Weiterverarbeitung zur Verfügung. Parallel zum Quarz ist der Ladekondensator C_1 geschaltet. Die Basiseinspeisung erfolgt über den Widerstand R_1 von der positiven Klemme der Betriebsspannung. Mit einem Quarz $f_0 = 1{,}0$ MHz und der Dimensionierung im Bild 3 wurden Nadelimpulse der gleichen Folgefrequenz und einer Dauer (bei 50 % der Amplitude) von 3,5 ns gemessen. Diese Schaltung wurde mit Quarzen $f_0 = 0{,}1...5{,}0$ MHz erprobt. Zu beachten ist, daß C_1 und R_1 der tatsächlichen Frequenz angepaßt werden.

Um auf diese Impulskennwerte zu kommen, sind beim Schaltungsaufbau HF-technische Gesichtspunkte unbedingt zu beachten. Für die Untersuchungen wurde ein Impulstransformator mit dem Ferrit 100 HH K 8 × 4 × 2 (Nickel-Zink) gewickelt. Windungszahlen siehe Bild 1. Der Drahtdurchmesser betrug 0,3 mm. Die drei Wicklungen wurden auf maximalen Abstand voneinander gewickelt.

G. Turinsky

Logik-Prüfstift

Das Bild aus pribory i sistemy upravlenija H. 11 (1978) S. 39 und 40, zeigt die Schaltung eines universellen Logik-Prüfstiftes, der vorrangig für TTL-Pegel vorgesehen ist. Mit Lampe La_1 wird bis 0,85 V Tiefpegel angezeigt, mit La_2 ab 2,05 V Hochpegel. Die Lage der Schwelle Tief – verbotene Zone wird durch D_1, D_2 und T_1 beeinflußt, auf die Schwelle verbotene Zone – Hoch wirken D_4, D_5 und T_3 (D_1: Ge, alle anderen Dioden Si). Außerdem sind geringfügige Korrekturen durch Auswahl von R_1, R_4 und besonders von R_3 möglich. Anstelle von Anzeigelampen können auch LEDs eingesetzt werden. Alle weiteren Bauelemente wirken sich, wie auch Transistorparameteränderungen, nur geringfügig auf die Schaltungseigenschaften aus. Der Prüfstift ist für Eingangsspannungen bis ± 30 V geeignet und gegen falsche Polung der Betriebsspannung unempfindlich. Neben der Logikpegelprüfung kann er auch zur Verbindungskontrolle in Kabelbäumen usw. mit Signalspannungen im angeführten Bereich von ± 30 V benutzt werden. Alle Transistoren sind Si-Typen.



Integrierte Schottky-Logik

Die Anforderungen an LSI-fähige Gatterschaltungen

– geringer Stromverbrauch
– hohe Schaltgeschwindigkeit
– niedriger Flächenbedarf

führten zu Überlegungen, bekannte Schaltkreislösungen, die die genannten Forderungen nur teilweise erfüllen, so zu kombinieren, daß jeweils die in Frage kommenden Vorteile genutzt werden [1]. Die Tafel gibt dazu einen quantitativen Überblick über drei bekannte Schaltkreislösungen. Der Vergleich gibt erste Anregungen zu möglichen Kombinationen.

Am sinnvollsten scheinen alle Kombinationen mit der Schaltkreistechnik I^2L zu sein, da sie als einzige eine sehr hohe Packungsdichte bei mittlerer Schaltgeschwindigkeit, aber extrem niedrige Verlustleistung aufweist. Auf der Basis einer Schottky-Technologie ist eine Kombination aus I^2L und Low-power-Schottky-TTL (LPS) unter der Bezeichnung „Integrierte Schottky-Logik" (ISL) bekannt geworden [2]. Das Bild zeigt die Schaltungs- und Halbleiterstruktur eines ISL-Gatters.

	Verzögerungszeit t_{pd} in ns	Verlustleistung in mW	Fläche/Gatter in mm²
LPS	2...10	15...20	13
ECL	2	40...60	20
I^2L	10...50	0,03	1,6

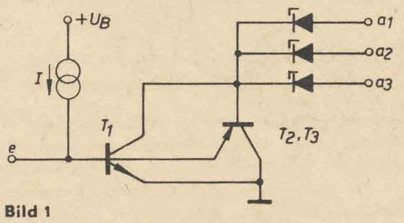


Bild 1

Wie von der I^2L-Technik bekannt, besitzt das ISL-Gatter einen Eingang und mehrere Kollektorausgänge, in diesem Fall mit Schottky-Diode am Ausgang. Neu sind die parallel zum npn-Transistor T_1 hinzugefügten verschmolzenen pnp-Transistoren T_2 und T_3, die den Schalttransistor T_1 vor einer Übersteuerung bewahren (Bild 1). Dadurch wird ein meßbarer Gewinn in der Schaltgeschwindigkeit erzielt. Wie die Halbleiterstruktur (Bild 2) zeigt, ist der Schalttransistor T_1 eine normale Planarstruktur (im Gegensatz zur I^2L-Technik, wo T_1 invers betrieben wird) mit einem parasitären pnp-Transistor, gerade so, wie er zur Verhinderung der Übersteuerung benötigt wird. Damit der Flächenbedarf nicht weiter ansteigt, wurden zwei Wege beschritten. Einmal wurde der npn-Tran-

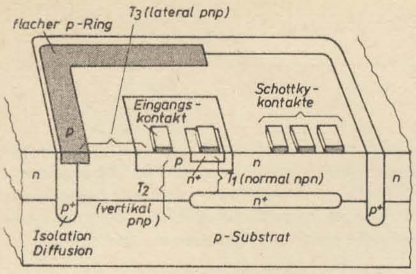


Bild 2

sistor kleiner gestaltet, wodurch der vertikale pnp-Transistor mehr Fläche erhält. Zum anderen wurde um die Basisfläche des npn-Transistors ein p-Ring, der die Isolierschicht teilweise überdeckt, angeordnet, wodurch ein lateraler pnp-Transistor T_3 geschaffen wurde. Dieser ist mit dem vertikalen pnp-Transistor T_2 verschmolzen. Durch die Rückkehr zum normalen npn-Transistor T_1 kann der Strominjektor (bei I^2L als pnp-Transistor vorgesehen) nicht mit in die Schaltungsstruktur eines ISL-Gatters einbezogen werden. Es ist eine getrennte Halbleiterfläche notwendig. Daraus erklärt sich der um 40 % höhere Platzbedarf der ISL gegenüber I^2L. Auf der Basis dieser Schaltungskonzeption angefertigte Frequenzteiler, Oszillatoren und Flip-Flops zeigten folgende technische Kennwerte:

Verzögerungszeit t_{pd}	= 3,5 ns je Gatter
Triggerfrequenz eines FF	= 60 MHz
Stromverbrauch	= 0,4 mA je Gatter.

Durch eine weitere Verfeinerung der Transistorstrukturen (die obengenannten Ergebnisse wurden mit 5 µm Geometrien erlangt) ist ein weiterer Fortschritt bei der ISL-Technik möglich.

Literatur

[1] Eigler, H.: Verfahrens- und schaltungstechnische Lösungen von LSI-Schaltungen. Nachrichtentechnik-Elektronik 28 (1978) H. 8, S. 319–323

[2] Two popular bipolar technologies combine in Philips' device. Electronics 51 (1978) H. 12, S. 41 und 42

ECL- und LS-TTL-Strukturen begründen ein modernes LSI-Schaltungskonzept

Dem Bestreben nach hoher Packungsdichte bei gleichzeitiger Geschwindigkeitserhöhung in einem LSI-Schaltkreis steht in der Bipolartechnik die begrenzte abführbare Verlustleistung je Gehäuse entgegen. Einzelschritte zur Lösung dieses Widerspruchs bestehen

- in der Kombination von schnellen und verlustleistungsarmen Schaltkreisstrukturen auf einem Chip
- in der Neuentwicklung sehr einfacher Strukturen, die beide Parameter in sich vereinigen.

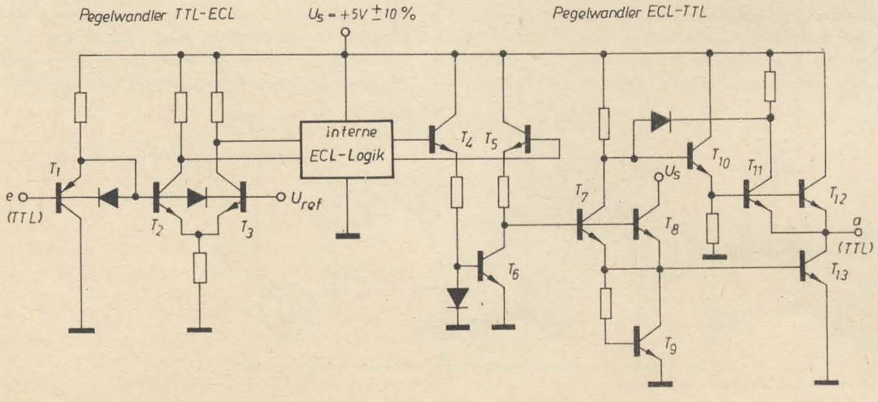
Der Stand der Technik offenbart heute LSI-Schaltkreise, die auf dem ersten Schritt basieren und Zykluszeiten von 50...70 ns aufweisen [1]. Bei diesen Lösungen werden ECL-Strukturen in „schnellen" Bereichen der Logik und LS-TTL-Strukturen zur Minimierung der Verlustleistung auf einem Chip und zur Pegeltransformation kombiniert. Die gemischte Schaltkreistechnik wird als Schottky-coupled logic (SCL) bezeichnet. Gegenüber der LS-TTL wurden mit der SCL eine 30...50 % höhere Schaltgeschwindigkeit und eine geringfügig verringerte Verlustleistung (800 mW) je Chip erzielt. Gegenüber ECL-Schaltkreisen wird nur noch 1/3 der Verlustleistung benötigt. Die gesteigerte Pakkungsdichte ermöglicht einen weiteren Ausbau der Mikroprogrammsteuerung. Die hohe Schaltgeschwindigkeit und die Kaskadierbarkeit eines Schaltkreises erlauben dessen Einsatz in Zentraleinheiten, peripheren Steuergeräten, programmierbaren Mikrorechnern und vielen anderen Geräten der digitalen Verarbeitungstechnik. Bei der Kombination von ECL- und LS-TTL-Schaltkreisen sind verschiedene Lösungen denkbar. Eine Variante besteht aus internen, schnellen Bereichen der ECL-Technik und verlustleistungsarmen Bereichen an der Peripherie in LS-TTL-Technik zur Herstellung der TTL-Kompatibilität an den Anschlußpins. Das Bild zeigt dazu einen Vorschlag aus [1]. Der Pegelwandler am Eingang verschiebt nicht nur die TTL-Signale in den ECL-Bereich, sondern er dient gleichzeitig zur Erhöhung des Störabstandes an den Schaltkreispins. Der Pegelwandler besteht aus einem Differenzverstärker T_2, T_3, dem ein pnp-Transistor T_1 vorgeschaltet ist. Die interne, stabile Referenzspannung U_{ref} sorgt für eine definierte Umschaltschwelle und eine steile Schaltcharakteristik.

Dem Pegelwandler am Ausgang kommt die gleiche Bedeutung zu wie dem am Eingang. Seine spezifische Aufgabe besteht darin, die ECL-Signale mit einem Spannungshub von 0,8 V in TTL-Signale umzuwandeln. Zu diesem Zweck werden die komplementären ECL-Signale auf einen Stromverstärker T_4, T_5 gegeben, der diese in komplementäre Schaltströme umwandelt. Die für die Gegentaktendstufe benötigten gegenphasigen Steuerspannungen werden mit einem phasendrehenden Transistor T_7 erzeugt.

Durch den Einsatz von Schottkyhalbleitern, Stromspiegeln und die gezielte Widerstandsdimensionierung wird ein optimales Schaltkreisverhalten erreicht.

Literatur

[1] Mrazek, D.: Bit-slice parts approach ECL speeds with TTL power levels. Electronics 51 (1978) H. 23, S. 107–112



Ringoszillator mit Operationsverstärkern

Die Funktion eines Ringoszillators beruht auf der endlosen Kettenschaltung von mindestens drei invertierenden Schaltkreisen. Durch die invertierende Schaltfunktion und die Verstärkung je Schaltkreis sind die Schwingbedingungen (Phasendrehung, Schleifenverstärkung) erfüllt, die für die Aufrechterhaltung der Schwingungen notwendig sind. Bei der Schaltung aus der Zeitschrift Electronics 51 (1978) H. 24, S. 147, werden als aktive Baustufen Operationsverstärker eingesetzt. Das hat den Vorteil, daß invertierende und nichtinvertierende Eingänge zur Auswahl stehen. In der gezeigten Beschaltung ist die Phasendrehung dadurch erfüllt, daß von den vier eingesetzten Operationsverstärkern nur drei invertierend genutzt werden. Beim vierten Operationsverstärker ist der nichtinvertierende Eingang beschaltet. Während OPV_1 und OPV_4 als Komparator mit einem ausgangsseitigen Spannungsteiler zur Herabsetzung der Rechteckimpulsamplitude arbeiten, können an den als Integrator geschalteten OPV_2 und OPV_3 Dreieckimpulse abgenommen werden. Die Rechteck- und Dreieckimpulsfolgen sind untereinander und gegeneinander um 90° phasenverschoben. Durch das Massepotential an den Referenzeingängen ist die Umschaltschwelle auf 0 V festgelegt. Die Widerstände R_2, R_3 und R_6, R_7 wurden so dimensioniert, daß die Impulsfolge an a_1 und a_4 symmetrisch auf ± 1 V herabgeteilt wird. Selbstverständlich sind andere Amplitudengrenzen im Bereich der beiden Versorgungsspannungen wählbar.

Für die Funktionserläuterung wird angenommen, daß der OPV am Ausgang negatives Potential führt. Durch den Spannungsteiler wird das Potential am Ausgang a auf −1 V begrenzt. Da dieses negative Potential auf den invertierenden Eingang des OPV_3 gegeben wird, steigt dessen Ausgangsspannung infolge der Integratorwirkung linear mit der Zeit in

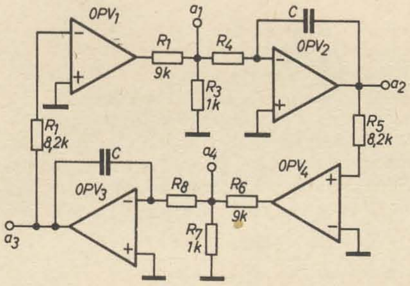


Bild 1: Ringoszillator mit Operationsverstärkern

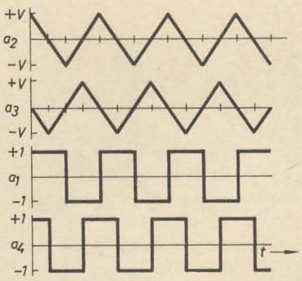


Bild 2: Zeitdiagramme an vier ausgewählten Meßpunkten

Richtung der positiven Versorgungsspannung an. Beim Durchschreiten der Umschaltschwelle schaltet der OPV_1 um, und am Ausgang a_1 stellt sich ein negatives Potential von −1 V ein. Dieser Spannungssprung von +1 V nach −1 V wird am OPV_2 integriert; an seinem Ausgang steigt die Spannung linear mit der Zeit gegen die positive Versorgungsspannung an. Wie schon erläutert, schaltet der OPV_4 um, wenn dessen Schaltschwelle erreicht wird. Am Ausgang a_4 wird das Potential auf +1 V begrenzt. Der vollzogene Spannungssprung von −1 V auf +1 V wird am Integrator OPV_3 integriert, wodurch dessen Ausgangsspannung zeitlinear gegen die negative Versorgungsspannung anwächst. Damit ist die Kette geschlossen, und der beschriebene Vorgang wiederholt sich periodisch.

Die Zeitdiagramme im Bild 2 verdeutlichen noch einmal die stilisierte Rechteck- und Dreieckimpulsfolge an den vier Ausgängen und die Phasenverschiebung. Die Periodendauer eines Zyklus berechnet sich aus $T = 4RC\,U_S$ und die Frequenz $f_0 = RC\,U_S\,4$. Für den Widerstand R ist $R = R_4 = R_8$ und für U_S die Versorgungsspannung einzusetzen. Diese zugeschnittenen Größengleichungen basieren auf den begrenzten Amplituden von ±1 V an den Ausgängen a_1 und a_4. Die Variation der Komponenten R, C, U_S erlaubt eine Frequenzabstimmung.

Programmierbarer Funktionsgenerator

Programmierbare Funktionsgeneratoren bieten die Möglichkeit, über einfache Einstellmittel am Ausgang jeden beliebigen Spannungsverlauf vorwählen zu können. Veränderungen sind jederzeit ohne großen Aufwand möglich. Bei der Schaltung im Bild 1 aus Electronic Engineering 50 (1978) H. 612, S. 17, wird die Ausgangsspannung aus zeitbestimmten, diskreten

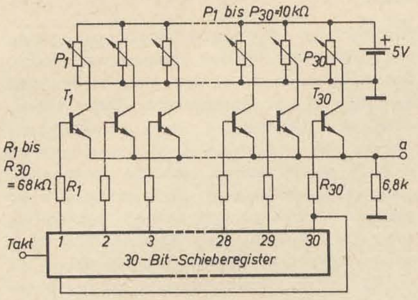


Bild 1: Prinzipschaltung eines einfachen Funktionsgenerators

Amplitudenwerten zusammengesetzt. Der reziproke Wert der Zeit für das Zusammensetzen eines Kurvenzuges ist seine Frequenz. Die einzelnen Amplitudenwerte werden mit den Potentiometern P_1 bis P_{30} eingestellt und zeitlich nacheinander über die Schalttransistoren T_1 bis T_{30} auf einen gemeinsamen Knoten gegeben. Der Knoten entspricht dem Ausgang a der Schaltung. Zur Ansteuerung der Schalttransistoren dienen die Ausgänge eines Schieberegisters, durch das eine „1" taktsynchron durchgeschoben wird. Im gezeigten Beispiel wird die Zeitfunktion durch 30 Amplitudenwerte approximiert. Dafür sind acht IS D 195 C notwendig. Die Frequenz der zusammengesetzten Ausgangsspannung kann über den Takteingang verändert werden. Dabei muß die Taktfrequenz n-mal (n = Anzahl der Amplitudenwerte je Kurvenzug) größer sein als die gewünschte Frequenz der Ausgangsspannung.

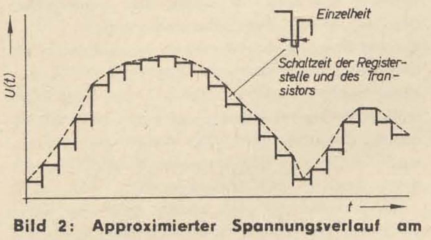
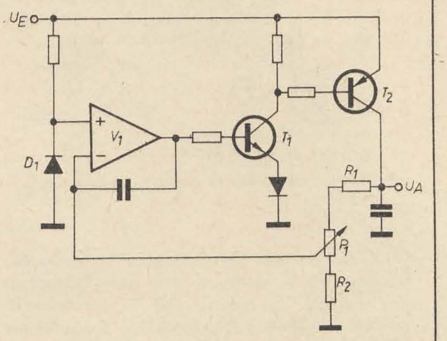


Bild 2: Approximierter Spannungsverlauf am Ausgang

Jeder Ausgang des Schieberegisters steuert bei H-Potential den Schalttransistor in die Sättigung. An seinem Emitter – und damit am Ausgang a – erscheint der über das jeweilige Potentiometer eingestellte Amplitudenwert. Die Einbrüche zwischen zwei Amplitudenwerten (siehe Einzelheit im Bild 2) rühren von der Schaltzeit des Schieberegisters und der Schalttransistoren her. Zur Glättung muß der Schaltung im Bild 1 noch ein Tiefpaß nachgeschaltet werden. Die Approximationsgüte einer Funktion hängt von der Anzahl der Amplitudenwerte ab. Da die gezeigte Schaltung nicht belastbar ist, ist ein Leistungsverstärker vorzusehen. Wird als Ausgangsgröße nicht eine Spannungsfunktion, sondern eine Stromfunktion benötigt, dann muß noch ein U-I-Wandler eingefügt werden. Durch den Einsatz von MSI-Schaltkreisen und Transistorarrays ist der Gesamtaufwand minimal

Geregelte Stromversorgung für kleine Leistungen

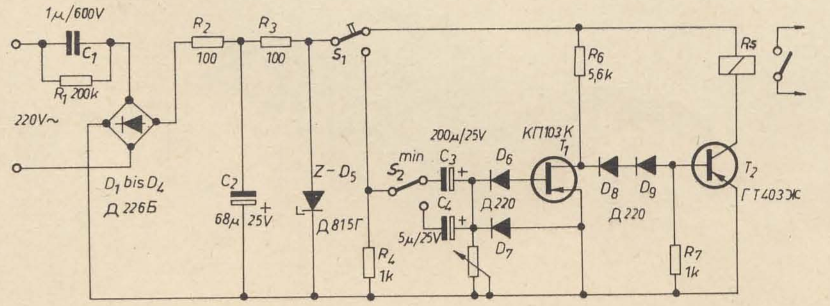
Unser Bild aus Electronics 52 (1979) H. 8, S. 130, zeigt eine Schaltung, mit der eine geregelte Stromversorgung kleiner Leistung und mit geringem Spannungsabfall durch die Regelung selbst realisiert werden kann. Der geringe Spannungsabfall ergibt sich daraus, daß der Ausgangstransistor T_2 in Emitterschaltung betrieben wird. Die Kollektor-Emitterspannung ist



kleiner als die Basis-Emitterspannung in Emitterfolgerschaltung. D_1 liefert die Bezugsspannung (z. B. 1,22 V) von den nichtinvertierenden Eingang von V_1. Diese Bezugsspannung wird mit einer Teilspannung des Spannungsteilers R_1, R_2, P_1 verglichen, die für die gewünschte Ausgangsspannung maßgebend ist. Jeder Spannungsunterschied am Eingang des Operationsverstärkers steuert über T_1 auch T_2 an. Bei Einsatz von Lithiumbatterien beträgt die Eingangsspannung z. B. 5,2 V und die Ausgangsspannung 5 V.

FET-Zeitschalter

Der im Bild aus Radio 54 (1978) H. 12, S. 45, gezeigte FET-Zeitschalter gestattet die Einstellung von Verzögerungen in zwei Bereichen (1...60 s oder 1...60 min) bei einer Ungenauigkeit von etwa 5 % und ist in transformatorloser Auslegung für direkten Netzanschluß geeignet. Das Zeitglied wird durch R_4, R_5, D_7, Z-D_6 und (über Schalter S_2) C_3 bzw. C_4 gebildet. Im Ruhezustand sind die Kondensatoren entladen, vom nachfolgenden Verstärker sind T_1 geöffnet und T_2 gesperrt, so daß das Relais keinen Strom erhält. Beim Betätigen von S_1 lädt sich C_3 oder C_4 über D_7 bis auf die Betriebsspannung auf. Nach Lösen von S_1 beginnt über R_4, R_5 und den Sperrwiderstand von D_7 die Entladung. Die positive Kondensatorspannung sperrt T_1 über die Z-Diode (damit ist bei offenem T_2 das Relais angezogen), bis deren Z-Spannung unterschritten wird. Für D_7 ist eine Diode mit möglichst großem Sperrwiderstand auszusuchen.



Patente

SECAM-Fernsehempfänger mit einer Einstellanordnung für die Farbreferenzpegel

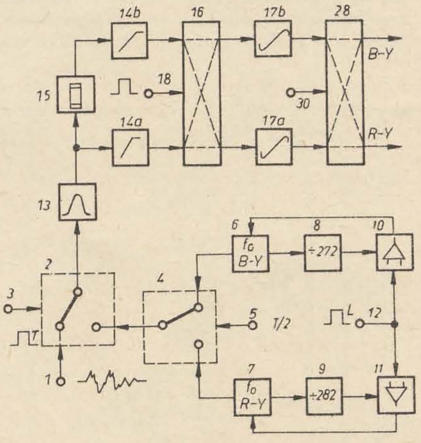
DD-AP 135 554

Int. Cl.²: H 04 N 9/40

Inhaber: N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Niederlande

Die Erfindung betrifft eine Klemmschaltungsanordnung für die Farbreferenzpegel, die u. a. ein mit Glockenschaltung bezeichnetes Bandpaßfilter und einen Generator enthält, um periodisch Referenzsignale mit den Ruhefrequenzen f_0 (B-Y) und f_0 (R-Y) in die Farbartsignale einzuführen, so daß nach einer Demodulation ein Referenzpegel für eine Klemmung geliefert wird.

Die Erfindung hat den Vorteil, daß eine Einstellung der von den Farbartsignaldemodulatoren erzeugten Referenzpegel überflüssig wird. Abgesehen von spezifischen Anordnungen arbeitet die Schaltung folgendermaßen:



Das Farbartsignal zum Eingang der Glockenschaltung wird in zwei Teile geteilt, eines direkt und das andere um die Dauer einer Horizontalablenkzeile (64 μs) verzögert. Nach dem Durchgang durch die Begrenzer 14a und 14b werden die direkten und die verzögerten Signale vom Umschalter 16 demoduliert, um auf dem oberen Weg die Farbdifferenzsignale B-Y und auf dem unteren Weg die Farbdifferenzsignale R-Y zu erhalten. Die Signale aus den Demodulatoren 17a und 17b gelangen an die Klemmschaltung 28 für die Klemmung der Farbreferenzpegel in den Tastdifferenzsignalen.

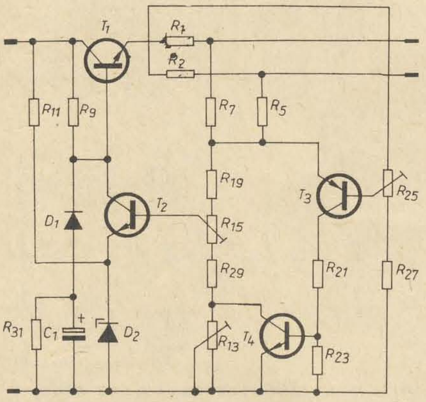
Der Eingang der Glockenschaltung ist mit Klemme 1 über die Umschaltstufe 2 für die Dauer der Vertikalaustastintervalle verbunden. Der Zustand der Umschaltstufe 4 wird von einem Signal der halben Teilbildfrequenz gesteuert, das für die Dauer eines Teilbildes das Hervorheben der Frequenz f_0 (B-Y) und für die Dauer des folgenden Teilbildes der Frequenz f_0 (R-Y) ermöglicht. Die Ausgangsfrequenzen der Oszillatoren 6 und 7 werden über die Frequenzteiler 8 und 9 durch die Vergleichsschaltungen 10 und 11 mit der Klemme 12 zugeführten Signalen mit der Horizontalablenkfrequenz verglichen. Die Spannungen aus den Frequenzvergleichsschaltungen 10 und 11 steuern also die Ausgangsfrequenzen der Oszillatoren 6 und 7 auf die genauen Werte für die Frequenzen f_0 (B-Y) und f_0 (R-Y).

Die Ruhefrequenz f_0 (B-Y) und f_0 (R-Y) werden so abwechselnd während der Vertikalaustastimpulse in das Farbartsignal eingespeist. Die Oszillatoren 6 und 7 können ohne Nachteil Wellen mit beliebiger Form (Rechteck- oder Dreieckimpulse) erzeugen, wie sie beispielsweise von bestimmten astabilen Einrichtungen in integrierten Schaltungen her bekannt sind, deren Betrieb besonders wirtschaftlich sein kann.
In der Erfindungsbeschreibung werden weitere Ausführungsbeispiele angegeben.

Selbständige Spannungsumschaltung für Speiseweichen

DD-WP 137 175
Int. Cl.²: H 04 H 7/00
Erfinder: K. Cain

Die selbständige Spannungsumschaltung für Speiseweichen mit 12 V und 48 V Mikrofonbetriebsspannung wird hauptsächlich in Tonstudios Anwendung finden. Die Erfindung ermöglicht, daß das Mikrofon beim Anschließen automatisch die richtige Betriebsspannung erhält. Dabei wird der Lastwiderstand des Mikrofons in einer Brückenschaltung ausgewertet und bewirkt einen Schaltvorgang in der Vergleichsschaltung der Spannungsstabilisierung.
Die Brücke setzt sich aus den Zweigen R_{25}, R_{27} und R_1, R_2, R_5, R_7, R_{19}, R_{15}, R_{29}, R_{13} zusammen. Parallel zu R_{19}, R_{15}, R_{29} und R_{13} wirkt der Lastwiderstand des Mikrofons. Wird die Schaltung mit einem hochohmigen Lastwiderstand oder im Leerlauf betrieben, so liegt eine Speisespannung von 48 V an. Wird ein 12-V-Mikrofon angeschlossen, mit einem zwangsläufig niedrigeren Lastwiderstand, so wird T_3, der in der Brückendiagonale angeordnet ist, durchgesteuert. Damit wird auch T_4 geöffnet und R_{13} durch die



Emitter-Kollektorstrecke überbrückt. An der Basis von T_2 erhöht sich jetzt die von dem Ausgang zurückgeführte Spannung, T_2 regelt damit T_1 auf eine niedrigere Spannung.
Zur Fremdspannungsreduzierung wurde ein über die Diode entkoppelter Kondensator eingefügt. Um Gleichrichterwirkungen zu vermeiden, wird der Diode ein Strom aufgeprägt.

Anlaufschaltung für gesteuerte Stromrichter

DD-WP 129 264
Int. Cl.²: H 02 P 13 16
Inhaber: Erfinderkollektiv

Die Sicherung eines störungsfreien, definierten Anlaufverhaltens tritt bei elektronischen Schaltungen in vielfältiger Form auf. Insbesondere bei Stromrichterschaltungen ist es notwendig, daß alle Einrichtungen der Informationsverarbeitung ihren normalen Betriebszustand erreicht haben, bevor eine entsprechende Zuschaltung des Stromrichters erfolgt. In der Praxis geschieht dies üblicherweise so, daß eine Anlaufschaltung für eine bestimmte Zeit ein Signal an den Stromregler abgibt, das diesen so steuert, daß die Zündimpulse bei maximalem Verschiebewinkel erscheinen. Nach Ablauf dieser Zeit wird das Signal abgeschaltet, und es stellt sich entsprechend den vorhandenen Zeitkonstanten allmählich der normale Betriebszyklus des geregelten Stromrichters ein. Im Bild 1 ist eine Anlaufschaltung gezeigt, die die genannten Aufgaben erfüllt; sie ist durch relativ niedrigen Aufwand und hohe Störsicherheit bei kurzzeitigen dynamischen Störungen auf den Betriebsspannungsleitungen gekennzeichnet.

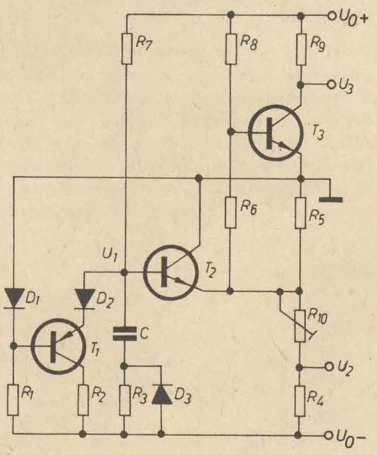


Bild 1

Bei abgeschalteter Versorgungsspannung ist der Kondensator C entladen. Mit dem Zuschalten von U_{0+} und U_{0-} beginnt sich in der informationsverarbeitenden Elektronik des Stromrichters der normale Betriebszustand einzustellen. In dieser Phase sind in der Anlaufschaltung alle Transistoren gesperrt, und das H-Signal an U_3 stellt den Stromregler im Regelkreis so ein, daß die Ausgangsspannung des Stromreglers zu null wird. Der Kondensator lädt sich in dieser Zeit über R_3 und R_7 auf; das Potential U_1 wird ständig positiver, und schließlich beginnt T_2 Strom zu führen. Die Spannung U_2 wird jetzt ebenfalls positiver, und es kommt zum Einschalten von T_3, womit die Spannung U_3 L-Potential annimmt und die Anlaufphase beendet ist. Die Zeitdauer kann am Widerstand R_{10} eingestellt werden.
Zur Erklärung des weiteren Betriebsverhaltens ist der Zustand in der Anlaufschaltung von Bedeutung, der sich nach dem Einschalten von T_3 einstellt. Zunächst lädt sich der Kondensator so weit auf, bis der untere Belag das Potential U_{0-} erreicht hat. Das Potential des oberen Belages wird praktisch an Massepotential geklemmt. Kommt es nun zu einem Ausfall der Versorgungsspannungen, wird der Kondensator rasch über den Innenwiderstand von U_{0-}, der jetzt leitenden Diode D_3 und die Klemmschaltung entladen. Mit dem erneuten Zuschalten der Versorgungsspannungen beginnt ein neuer Anlaufvorgang. Bild 2 zeigt das prinzipielle Betriebsverhalten der Anlaufschaltung.
Die beschriebene Schaltung enthält einige Details, die dem interessierten Leser Anregungen vermitteln können. Bei der Dimensionierung ist auf die Einhaltung der zulässigen Basis-Emitter-Sperrspannungen von T_2 und T_3 zu achten. Auch ist die Schaltung in jedem Fall den konkreten

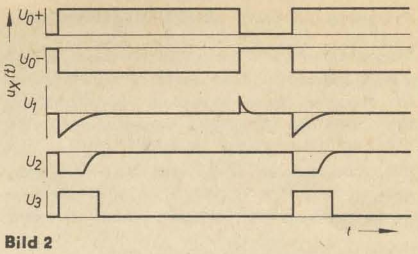


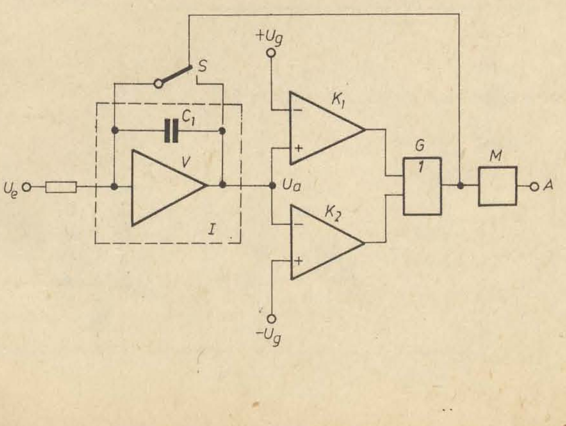
Bild 2

Erfordernissen des Stromrichters anzupassen und sollte nicht kritiklos übernommen werden. Das zeigt sich z. B. an dem nicht eindeutigen Verhalten des nachgeschalteten Stromrichters, wenn nur die positive Versorgungsspannung ausfällt. Dieses Problem könnte unter anderem dadurch gelöst werden, daß die Stromversorgung so konzipiert wird, daß ein Ausfall der positiven Versorgungsspannung automatisch auch zum Abschalten der negativen führt. Weiterhin erscheint es möglich, die Anordnung mit R_1, R_2, D_1, D_2, T_2 wegzulassen, da der obere Kondensatorbelag ohnehin von der leitenden Kollektor-Basisdiode von T_2 an Masse geklemmt wird.

Schaltungsanordnung zur Fehlererkennung in Digitalsignalen

DE-AS 2 836 445
Int. Cl.²: H 03 K 13/32
Anmelder: TEKADE Felten & Guilleaume Fernmeldeanlagen GmbH, Nürnberg

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Fehlererkennung in Digitalsignalen, deren laufende digitale Summe durch eine entsprechende Kodierung begrenzt ist, durch Feststellen von Überschreitungen der zulässigen Werte der laufenden digitalen Summe und Abgabe einer Fehlermeldung beim Überschreiten der zulässigen Werte. Diese Schaltungsanordnung gibt bei digitalen Übertragungsstrecken die Möglichkeit, in jedem Zwischenverstärker die Bitfehlerrate des Signals zu ermitteln und das Ergebnis einer Endstelle mitzuteilen. Damit entfällt besonders bei schnellen Übertragungsstrecken mit hoher Bitdichte das Ausschalten der Strecke zum Zweck der Fehlersuche.
Ein am Eingang des analogen Integrators I anliegendes, binär kodiertes Digitalsignal U_e bewirkt, daß bei einer binären „1" das Ausgangssignal U_a des Integrators um einen bestimmten Betrag negativer wird. Das Ausgangssignal U_a wird den beiden Komparatoren K_1 und K_2 zugeführt. Sobald eine Grenzspannung $+U_g$ oder $-U_g$ überschritten wird, spricht einer der Komparatoren an. Diese Überschreitung bedeutet, daß ein Zeichenfehler aufgetreten ist. Die Fehlerinformation wird über ein ODER-Glied zusammengefaßt und als Fehlermeldung ausgegeben. Gleichzeitig wird der Schalter S über dem Integrationskondensator so lange geschlossen, bis der Energiebetrag des Fehlerbits aufgezehrt ist und sich das Signal wieder in den zulässigen Grenzen bewegt. Die Fehlermeldung am Ausgang A kann für zusätzliche Steuerzwecke genutzt werden.
Detaillierte Schaltungsvorschläge zur Realisierung der vorgeschlagenen Schaltungsanordnung sind der Originalschrift zu entnehmen.



Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 11. bis 15. 12. 1979

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender: | Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leqq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders DIZ 4 525 kHz[1])

Unsicherheit der Aussendung vom Sender: | UTC(DDR) – Zeitzeichen DIZ | $\leqq$ 0,0001 s.

[1]) Am 1. 1. 1980, 0h 59min 59s MEZ, entsprechend 31. 12. 1979, 23h 59min 59s UTC, wird eine positive Schaltsekunde eingefügt.

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
15. 11.–17. 11.	−0,3 s	+0,06 s
18. 11.–24. 11.	−0,3 s	+0,04 s
25. 11.– 1. 12.	−0,3 s	+0,02 s
2. 12.– 9. 12.	−0,3 s	0,00 s
10. 12.–15. 12.	−0,3 s	−0,02 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

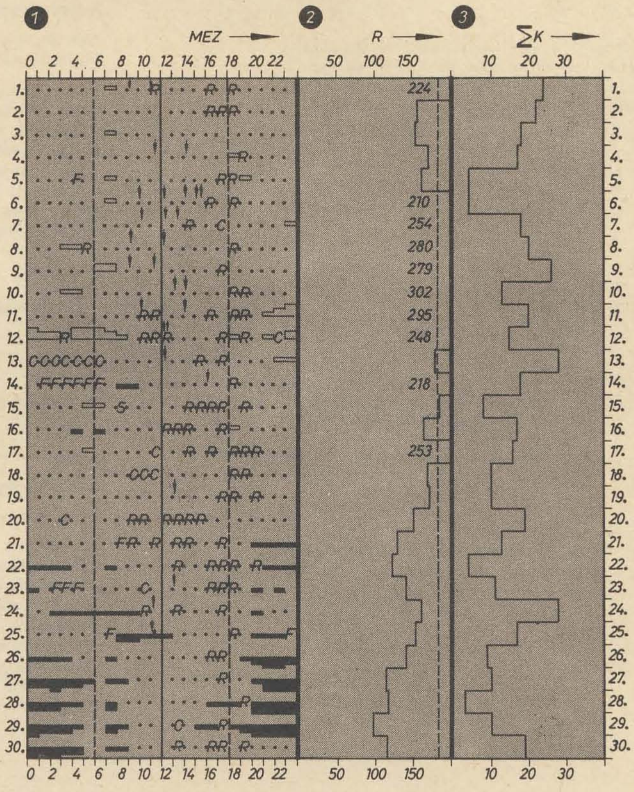
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach 14h 15min 00s MEZ vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) 14h 15min 00s	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen 14h 05min und 14h 15min Δf f in 10^{-10}
16. 11.	+0,008 448 6 s	0
17. 11.	+0,016 452 3 s	0[2])
18. 11.	+0,004 548 6 s	0
19. 11.	+0,008 449 3 s	0
20. 11.	+0,008 449 5 s	0
21. 11.	+0,008 462 5 s	0
22. 11.	+0,008 546 0 s	0
23. 11.	+0,008 613 8 s	0
24. 11.	+0,016 617 5 s	0[2])
25. 11.	+0,008 618 6 s	0
26. 11.	+0,008 615 1 s	0[2])
27. 11.	+0,008 747 3 s	0[2])
28. 11.	+0,008 770 6 s	0
29. 11.	+0,008 770 7 s	0
30. 11.	+0,008 771 0 s	0
1. 12.	+0,008 774 4 s	0[2])
2. 12.	+0,012 902 0 s	0
3. 12.	+0,011 346 8 s	0
4. 12.	+0,011 346 7 s	0
5. 12.	+0,011 462 1 s	0
6. 12.	+0,011 464 2 s	0
7. 12.	+0,011 464 5 s	0[2])
8. 12.	+0,012 492 1 s	0[2])
9. 12.	+0,011 468 2 s	0
10. 12.	+0,011 464 7 s	0
11. 12.	+0,011 464 9 s	0[2])
12. 12.	+0,011 464 9 s	0
13. 12.	+0,011 465 1 s	0[2])
14. 12.	+0,011 464 8 s	0
15. 12.	+0,011 468 4 s	0[2])

[2]) Phasensprünge durch Programmumschaltungen

KW-Ausbreitung

im November 1979 und Vorschau für Februar 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im November 1979

(1) relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh, Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
- +41 % und darüber
- +31 ··· +40 %
- +21 ··· +30 %
- +20 ··· −20 %
- −21 ··· −30 %
- −31 ··· −40 %
- −41 % und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

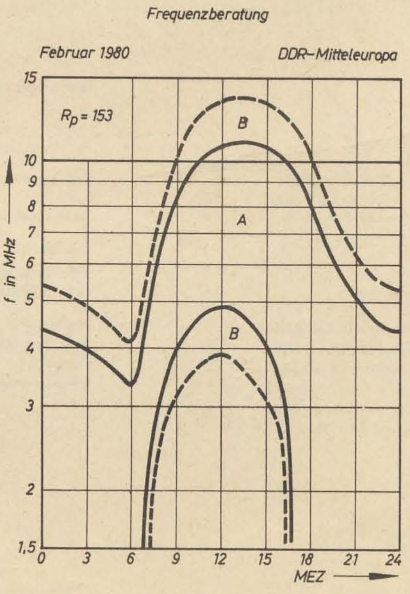
Keine Messung wegen:

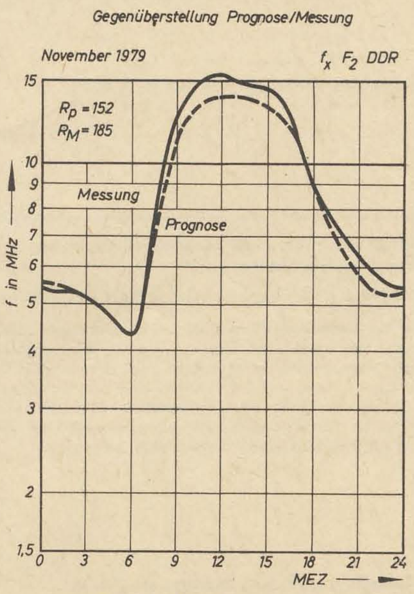
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

(2) gemessene tägliche Zuricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

(3) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet





Vorschau für Februar 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 μV/m Entfernung: 0 ... 600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Verbesserung des Auflösungsvermögens und der Empfindlichkeit von Ultraschallschwingern

Dr.-Ing. Ernst Loose

Zur Verbesserung des Ausschwingverhaltens von Ultraschallschwingern kann diesen ein Bedämpfungswiderstand parallelgeschaltet werden. In dem vorliegenden Beitrag werden neben der theoretischen Behandlung des Ausschwingvorganges weiterhin Schaltungsvarianten zur Bedämpfung angegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 74

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Schaltkreise der Sensortechnik

Dipl.-Ing. Bernd Malina

In diesem Beitrag werden die IS für Sensorkontakte U 710 D, U 711 D und U 705 D hinsichtlich ihrer Eigenschaften und Anwendungen vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 76

Mikrorechentechnik
Peripheriegeräte

Ansteuerung mehrstelliger Ziffernanzeigen in Mikrorechnersystemen

Dipl.-Ing. Rainer Bauch

Zur Ansteuerung einer mehrstelligen Ziffernanzeige mit programmierbarem Vorzeichen oder ohne bzw. mit einer Hexadezimalanzeige kann die in diesem Beitrag beschriebene Schaltung verwendet werden. Sie wurde speziell für das numerische Steuersystem auf Mikrorechnerbasis CNC 600 vom VEB Numerik „Karl Marx" entwickelt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 79

Datentechnik
Datenspeicher

Demodulationsverfahren für Magnetschichtspeicher mit hohen Speicherdichten

Dieter Weiße, Ulrich Engelmann und Karl-Heinz Schmelovsky

Es wird ein Demodulationsverfahren beschrieben, das bei serieller Aufzeichnung der Kodearten Diphase-Signal, Richtungstaktschrift und Miller-Kode angewendet werden kann. Bei diesen drei Schriftarten erfolgt die Rückgewinnung der Information und des Bittaktes aus dem entzerrten Wiedergabesignal unter Verwendung eines Phasenregelkreises. Das Verfahren ist für Blockaufzeichnung geeignet und erlaubt bei Anwendung des Miller-Kodes sehr hohe Speicherdichten.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 80

Informationstechnik
Informationseingabe,
Informationsausgabe

Stand & Tendenzen

Technische Systeme der automatischen Sprachverarbeitung

Prof. Dr.-Ing. habil. Walter Tscheschner und
Dipl.-Ing. Ulrich Kordon

Im vorliegenden Beitrag werden Grundprinzipien sowie konkrete Realisierungen technischer Systeme zur automatischen Sprachverarbeitung vorgestellt. Ausgehend von einigen grundsätzlichen Bemerkungen zum Aufbau solcher Systeme werden Entwicklungstendenzen sowie der derzeitige Stand auf diesem Gebiet anhand bereits realisierter Systeme aufgezeigt. Es wurde vor allem von dem Anliegen ausgegangen, daß der mit dieser Materie bisher weniger Vertraute eine Einschätzung solcher Gerätesysteme vornehmen kann.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 83

Verstärkertechnik

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
analog

Begrenzereigenschaften integrierter Differenzverstärker

Dr. sc. techn. Roland Köstner und Dipl.-Ing. Bernd Sisolefsky

Im Rahmen einer Großsignalanalyse werden die vorteilhaften Eigenschaften des Differenzverstärkers als Begrenzer aufgezeigt. Für den Begrenzungsfaktor bzw. die AM-Unterdrückung werden Abhängigkeiten vom Eingangssignalpegel hergeleitet und mit experimentell gewonnenen Ergebnissen verglichen.
Die Analyseergebnisse finden ihren Niederschlag in Dimensionierungsrichtlinien. Abschließend erfolgt eine anschauliche Darstellung der für die Dimensionierung wichtigen Zusammenhänge anhand des Ausgangskennlinienfeldes der im Differenzverstärker eingesetzten Transistoren.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 88

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren zur Erzeugung symmetrischer Dreieck- und Rechteckspannungen

Ing. Harro Kühne

Es werden die prinzipielle Wirkungsweise und zwei praktische Schaltbeispiele für zwei spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren beschrieben, die symmetrische Dreieck- und Rechteckspannungen erzeugen. Sie eignen sich ebenfalls für Wobbelzwecke und ermöglichen durch die Verwendung von SFET-Operationsverstärkern einen Frequenzbereich von 0...100 kHz.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 90

Kritische Bemerkungen

Elektronische Baugruppen und Geräte
Mehr-Kanal

Diskussion

Verbesserung der Kopfhörerwiedergabe von raumbezogenen Stereoübertragungen

Ergänzend zu einem früheren Beitrag zu diesem Thema werden die Voraussetzungen für die angestrebte Verbesserung des Klangbildes genannt und einige Hinweise für den Anwender der vorgestellten Schaltungen gegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 93

Kritische Bemerkungen | Elektronische Funktionsgruppen digital

Diskussion

Hexadezimalanzeige

Eine Verbesserung der in der veröffentlichten Hexadezimalanzeige angewandten Nullausblendung stellt dieser Diskussionsbeitrag vor. Durch eine andere Programmierung des PROM kann die Nullausblendung auch bei einer mehr als zweistelligen Ziffernanzeige realisiert werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 94

Elektronische Meßtechnik digital

Digitale Messung von prozentualen Abweichungen

HS-Ing. Wolfgang Schröder und Dipl.-Ing. Uwe Kramer

In dem Beitrag wird ein Verfahren zur digitalen Bestimmung prozentualer Abweichungen von in Form einer Spannung vorliegenden analogen Meßgrößen zu einem digital einstellbaren Sollwert beschrieben. Es schließt sich eine schaltungsmäßige Beschreibung zur Realisierung dieses Verfahrens an, das in einem Digitalohmmeter angewendet wird.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 113

Antennentechnik

Stereo-Antennentestgerät

Gunter Gran

Es wird ein Testgerät zur subjektiven akustischen Einstellung von Stereoantennenanlagen auf optimalen Empfang vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 105

Informationstechnik Informationsübertragung | Elektronische Funktionsgruppen analog

Analoge Signalübertragung mit Optokopplern

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Zur analogen Signalübertragung mit Optokopplern ist eine zusätzliche sende- und oder empfängerseitige Verstärkung der Informationen erforderlich, mit deren schaltungstechnischer Realisierung sich dieser Artikel beschäftigt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 116

Sonstige Konsumgüterelektronik

Quarzwecker Kaliber 64-39

Dipl.-Ing. Klaus Sander

Der Quarzwecker Kaliber 64-39 aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla ist ein batteriebetriebener Wecker mit Analoganzeige. Konstruktiver Aufbau und elektronische Schaltung werden im Beitrag beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 110

Bauelemente und -gruppen Applikationen

Analoge Schaltungen hoher Präzision mit Dünnfilmwiderstandsnetzwerken

Dipl.-Ing. Gerhard Höhnel

Dieser Beitrag macht mit integrierten Widerstandsnetzwerken in Dünnschichttechnik, die sich – bedingt durch Material und Herstellungstechnologie – durch enge Toleranzen, niedrige Temperaturkoeffizienten und gleiches Verhalten gegenüber Alterungsfaktoren auszeichnen, und deren Anwendungsmöglichkeiten in analogen Schaltungen hoher Präzision bekannt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 119

Sonstige Konsumgüterelektronik | Elektronische Funktionsgruppen analog

Zusatzfunktionen für Quarzwecker

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Die vorgeschlagenen Zusatzschaltungen für den Quarzwecker aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla realisieren die Funktionen „weiches Wecken" und „Weckwiederholung mit weicher Einblendung".

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 112

Datentechnik Datenspeicherung

Optische Datenspeicherung

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

In diesem Beitrag wird mit in der Untersuchung befindlichen Methoden zur optischen Datenspeicherung bekanntgemacht. Sie werden in lokalisierte optische und holografische Speicherverfahren eingeteilt. Die Vor- und Nachteile der beschriebenen Verfahren werden genannt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 124

Halbleiterphysik

Physik und Technik der Halbleiter

Von Prof. Dr.-Ing. habil.
Reinhold Paul

Reihe Elektronische
Festkörperbauelemente.
1. Auflage 1974.
560 Seiten,
223 Bilder, 43 Tafeln,
Leinen, 35,– M
Ausland 45,– M
Bestell-Nr. 5520149

Die moderne Elektrotechnik ist ohne Einsatz elektronischer Bauelemente, besonders auf Festkörper- und Halbleiterbasis, nicht mehr denkbar. Ingenieure und Physiker müssen sich deshalb mit den Grundlagen und Anwendungsmöglichkeiten dieser Bauelemente je nach Arbeitsgebiet unterschiedlich tief vertraut machen. Hierzu gehören in erster Linie die Festkörper- und Halbleiterphysik, die Bauelementeelektronik, -technologie und -meßtechnik sowie die Schaltungstechnik.
Das erste Buch der neuen Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente" enthält die festkörper- und halbleiterphysikalischen Erkenntnisse, die den Wirkprinzipien der Bauelemente zugrunde liegen. Wiederholungsfragen, Beispiele und Übungsaufgaben erleichtern das Verständnis und die Vertiefung des dargebotenen Stoffes.

AUS DEM INHALT:

Halbleiter · Kristalle · Elektronen im Festkörper · Transportvorgänge · Nichtgleichgewichtsvorgänge · Transport von Überschußträgern; Behandlungsmethodik · Halbleiteroberfläche.

Das Buch basiert auf Vorlesungen, die der Autor an der Technischen Universität Dresden und an der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt gehalten hat; ferner auf langjährigen Erfahrungen beim Durchführen des Fernstudiums und von Weiterbildungsveranstaltungen für die Industrie.

Auslieferung durch
den Buchhandel.

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN